

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID



PROYECTO FIN DE CARRERA

# Investigación y desarrollo de antena MIMO-MISO para nuevo estándar DVB-T2

AUTOR: Juan Antonio Barco Núñez

DIRECTOR: Javier Montero

TUTOR: Daniel Segovia Vargas

Madrid, a 18 de Mayo de 2012



# **Agradecimientos**

Agradecer en especial a mis tutores, Daniel Segovia Vargas y Javier Montero por toda la paciencia, tiempo y empeño que me habéis dedicado, tanto en las clases de alumno como durante la realización del proyecto.

Agradecer la confianza que mis padres han puesto en mí durante toda la carrera.

Agradecer a los profesores de la Universidad Carlos III por formarme y enseñarme en esta etapa tan importante de la vida.



## Resumen

Consiste en un Proyecto de infraestructuras de telecomunicaciones, siendo el Mercado al que va dirigido el de los Fabricantes y Operadores de sistemas y redes de comunicaciones terrestres como áreas con el fin de ofrecer a Clientes o Propietarios o Fabricantes un tipo nuevo de antena. El objetivo principal se basa en el análisis, diseño y desarrollo de una antena transmisora en la banda de UHF para el nuevo Standard de Televisión digital DVB-T2 que acabará implantándose. Para ello es necesario hacer frente a la problemática existente que consiste en diseñar una antena de dos polarizaciones que se aloje en el mismo espacio que las actuales de polarización simple, es decir dos antenas en una.

En España este tipo de antenas no está desarrollado todavía o por lo menos no se tiene constancia de ello. Uno de los posibles motivos es que se implantó apresuradamente el sistema DVB-T que no requería este tipo de soluciones, pero hay países, incluso en Europa donde se plantean pasar de la TV analógica a DVB-T2 directamente. En Estados Unidos hay algún modelo de antena parecida con unas especificaciones limitadas que imposibilitan su uso en Europa, en cuanto al ancho de banda de uso se refiere.

Los objetivos que se plantean para la antena propuesta son los siguientes:

- Ancho de banda: 470 – 860 Mhz
- Polarización mixta o circular.
- Ganancia 11 dBd.
- VSWR menor que 1.15 (23 dB con red de alimentación)
- Relación axial menor que 1.6 (4 dB)
- Ancho de haz en el plano horizontal 65 grados y ancho de haz vertical 26 grados.



## Abstract

The project consists of a telecommunications infrastructure project, having as target the Manufacturers and System Operators and terrestrial networks areas in order to offer a new type of antenna to Customers, Owners and Manufacturers. The main objective is based on the analysis, design and development of a transmitting antenna in the UHF band for the new digital TV Standard DVB-T2 which will be finally implanted. This requires addressing the existing problem about to design doble polarization antenna staying in the same space as the single polarization.

In Spain this type of Antenna is not developed yet or at least not aware of it. One possible reason is that the system DVB-T was implemented hurriedly and it did not require such solutions. There are countries, even in Europe where moving from analog TV to DVB-T2 directly. The U.S has a similar antenna, with limited specifications that preclude its use in Europe, in term of bandwidth.

The main objectives for the proposed antenna are the following:

- Bandwidth: 470 – 860 Mhz
- Doble polarization.
- Gain 11 dBd
- VSWR below 1.15 (23 dB including feeder network)
- Axial Ratio below 1.6 (4 dB)
- Vertical plane beamwidth 62 grades and horizontal plane beamwidth 26 grades





# Índice

Capítulo 1 .....	21
Introducción y objetivos.....	21
1.2    Introducción .....	21
1.2    Objetivos .....	22
1.3    Fases del desarrollo .....	22
1.4    Medios empleados.....	23
1.5    Estructura de la memoria.....	23
Capítulo 2 .....	25
Parámetros básicos de antenas .....	25
2.1    Diagrama de radiación .....	25
2.2    Impedancia .....	26
2.3    Adaptación .....	27
2.4    Directividad.....	28
2.5    Ganancia.....	29
2.6    Polarización.....	30
2.7    Ancho de banda.....	31
Capítulo 3 .....	33
Antenas de banda ancha .....	33
3.1    Introducción .....	33
3.2    Principales antenas de banda ancha.....	34
3.2.1    Antena esferoidal.....	35
3.2.2    Antena bicónica.....	36
3.2.3    Antena de pajarita.....	38
3.2.4    Antena de lágrima .....	39
3.2.5    Antena espiral.....	41
3.2.6    Antena sinusoidal .....	42
3.2.7    Antenas de disco.....	43
3.2.8    Antena de cuatro cuadrados .....	47
Capítulo 4.....	49
Simulación de dipolo de banda ancha con puerto discreto.....	49

4.1	Diseño y dimensiones.....	49
4.2	Resultado: adaptación de impedancia .....	50
4.3	Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados).....	51
4.4	Resultado: diagrama de radiación .....	55
4.5	Conclusiones .....	59
Capítulo 5 .....		61
Simulación de dipolo de banda ancha con puerto discreto sobre plano de masa .....		61
5.1.	Conceptos de antena horizontal sobre plano de masa .....	61
5.2.	Dipolo de banda ancha sobre plano de masa con secciones transversales en forma de U .....	64
5.3.	Simulación dipolo de banda ancha con plano de masa a $\lambda/4$ alimentado con puerto discreto .....	65
5.3.1.	Simulación polarización horizontal.....	68
5.3.2.	Simulación polarización vertical .....	79
Capítulo 6 .....		89
Simulación de dipolo de banda ancha sobre plano de masa alimentado con balun .....		89
6.1	Conceptos de la implementación del balun.....	89
6.2	Simulación de dipolo de banda ancha con plano de masa a $\lambda/4$ alimentado con balun .....	92
6.2.1	Simulación polarización horizontal.....	94
6.2.2	Simulación polarización horizontal optimizada .....	104
6.2.3	Simulación polarización vertical .....	112
6.2.4	Polarización vertical optimizada .....	123
Capítulo 7 .....		135
Simulación del array .....		135
7.1	Conceptos sobre arrays.....	135
7.1.1	Arrays lineales.....	136
7.1.2	Arrays planos.....	136
7.1.3	Arrays en fase.....	137
7.2	Simulación array con polarización horizontal.....	138
7.2.1	Diseño y dimensiones.....	138
7.2.2	Resultado: adaptación de impedancia .....	139
7.2.3	Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados).....	140
7.2.4	Resultado: ancho de haz en el plano vertical ( $\phi = 90$ grados) .....	144
7.2.5	Resultado: ganancia.....	148

7.2.6	Conclusiones .....	152
7.3	Simulación array con polarización vertical .....	153
7.3.1	Diseño y dimensiones.....	153
7.3.2	Resultado: adaptación de impedancia .....	154
7.3.3	Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados).....	155
7.2.4	Resultados: ancho de haz en el plano vertical ( $\phi = 90$ grados) .....	158
7.2.5	Resultado: Ganancia.....	162
7.2.6	Conclusiones .....	166
Capítulo 8	.....	167
Simulación del sub-array con polarización circular	.....	167
8.1	Diseño y dimensiones.....	168
8.2	Resultado: adaptación de impedancia .....	170
8.3	Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados).....	171
8.4	Resultado: axial ratio.....	175
8.5	Resultado: diagrama de radiación .....	178
8.6	Conclusiones .....	182
Capítulo 9	.....	185
Escalado del sub-array con polarización circular	.....	185
9.1	Diseño y dimensiones.....	185
9.2	Resultado: pérdidas de retorno .....	185
9.3	Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi=0$ grados).....	187
9.4	Resultado: axial ratio.....	190
9.5	Resultado: diagrama de radiación .....	192
9.6	Conclusiones .....	195
Capítulo 10	.....	197
Simulación del array con polarización circular	.....	197
10.1	Diseño y dimensiones.....	197
10.2	Resultado: pérdidas de retorno .....	199
10.3	Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi=0$ grados).....	201
10.4	Resultado: Ancho de haz en el plano vertical ( $\phi=90$ grados).....	205
10.5	Resultado: axial ratio.....	208
10.5	Resultado: diagrama de radiación .....	212
10.6	Conclusiones .....	216
Capítulo 11	.....	217

Red de alimentación.....	217
11.1    Diseño de la red de alimentación .....	217
11.2    Esquemático en AWR de la red de alimentación .....	221
11.3    Resultados: respuesta en frecuencia .....	223
11.4    Conclusiones .....	225
Capítulo 12 .....	227
Conclusiones y líneas futuras .....	227
Capítulo 13 .....	229
Presupuesto .....	229
Bibliografía .....	231

# Índice de figuras

Ilustración 1: Esquema de la antena .....	21
Ilustración 2: Diagramas de radiación en 3 dimensiones .....	25
Ilustración 3: Tipos de diagrama de radiación.....	26
Ilustración 4: Esquema de adaptación de una antena .....	27
Ilustración 5: Directividad de una antena .....	29
Ilustración 6: Polarización de una antena .....	30
Ilustración 7: Antenas esferoidales.....	35
Ilustración 8: Antena bicónica.....	36
Ilustración 9: Antena discono.....	38
Ilustración 10: Antena de pajarita .....	38
Ilustración 11: Planta y alzado de la antena de pajarita.....	39
Ilustración 12: Antena de lágrima .....	40
Ilustración 13: Antena de lágrima .....	40
Ilustración 14: Antena de lágrima .....	41
Ilustración 15: Relaciones óptimas de la antena de lágrima.....	41
Ilustración 16: Antena espiral.....	42
Ilustración 17: Antena sinusoidal .....	43
Ilustración 18: Antena de disco .....	44
Ilustración 19: Antena monopolo trapezoidal .....	45
Ilustración 20: Antena de medio disco cruzado .....	46
Ilustración 21: Antena cuadrangular .....	47
Ilustración 22: Diseño y variables del dipolo de banda ancha .....	49
Ilustración 23: Dipolo de banda ancha implementado en CST .....	50
Ilustración 24: Adaptación de impedancia obtenida con CST .....	51
Ilustración 25: Ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo .....	52
Ilustración 26: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	52
Ilustración 27: Ganancia en dBd en la banda de trabajo .....	56
Ilustración 28: Diagrama de radiación a 450 Mhz .....	56
Ilustración 29: Antena sobre plano de masa.....	61
Ilustración 30: Transformación de antena sobre plano de masa en la teoría de imágenes .....	62
Ilustración 31: Plano de masa con dos secciones transversales en forma de U.....	64
Ilustración 32: Alzado de la antena sobre plano de masa.....	66
Ilustración 33: Planta de la antena sobre plano de masa .....	67
Ilustración 34: Perspectiva del dipolo de banda ancha sobre plano de masa con polarización horizontal en CST .....	68
Ilustración 35: Planta del dipolo de banda ancha sobre plano de masa con polarización horizontal en CST .....	68
Ilustración 36: Adaptación del dipolo de banda ancha con polarización horizontal sobre plano de masa.....	69
Ilustración 37: Ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo .....	70
Ilustración 38: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	71
Ilustración 39: Ganancia en dBd en la banda de trabajo .....	74
Ilustración 40: Diagrama de radiación a 450 Mhz .....	75

Ilustración 41: Perspectiva del dipolo de banda ancha sobre plano de masa con polarización vertical.....	79
Ilustración 42: Planta del dipolo de banda ancha sobre plano de masa con polarización vertical .....	79
Ilustración 43: Adaptación del dipolo de banda ancha con polarización vertical sobre plano de masa.....	80
Ilustración 44: Ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo .....	81
Ilustración 45: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	82
Ilustración 46: Ganancia en dBd en la banda de trabajo .....	85
Ilustración 47: Diagrama de radiación a 450 Mhz .....	85
Ilustración 48: Alimentación no balanceada del dipolo con un cable coaxial.....	89
Ilustración 49: Alimentación balanceada del dipolo con cable coaxial (balun) .....	90
Ilustración 50: Alzado del dipolo sobre plano de masa alimentado con balun .....	92
Ilustración 51: Planta del dipolo sobre un plano de masa .....	93
Ilustración 52: Planta del balun.....	93
Ilustración 53: Perspectiva del dipolo de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización horizontal en CST .....	94
Ilustración 54: Adaptación de impedancia obtenida con CST .....	95
Ilustración 55: Ancho de haz en el plano horizontal .....	96
Ilustración 56: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	96
Ilustración 57: Ganancia en dBd en la banda de trabajo .....	100
Ilustración 58: Diagrama de radiación a 450 Mhz .....	100
Ilustración 59: Adaptación de impedancia obtenida con CST .....	105
Ilustración 60: Ancho de haz en el plano horizontal .....	105
Ilustración 61: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	106
Ilustración 62: Ganancia en dBd en la banda de trabajo .....	109
Ilustración 63: Diagrama de radiación a 450 Mhz .....	109
Ilustración 64: Perspectiva del dipolo de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización horizontal en CST .....	113
Ilustración 65: Adaptación de impedancia obtenida con CST .....	114
Ilustración 66: Ancho de haz en el plano horizontal .....	115
Ilustración 67: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	115
Ilustración 68: Ganancia en dBd en la banda de trabajo .....	119
Ilustración 69: Diagrama de radiación a 450 Mhz en CST .....	119
Ilustración 70: Perspectiva del dipolo de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización horizontal en CST .....	123
Ilustración 71: Adaptación de impedancia en CST .....	124
Ilustración 72: Ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo .....	125
Ilustración 73: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	125
Ilustración 74: Ganancia en dBd en la banda de trabajo .....	129
Ilustración 75: Diagrama de radiación a 450 Mhz en CST .....	130
Ilustración 76: Array lineal de N elementos.....	136
Ilustración 77: Array plano de M×N elementos .....	137
Ilustración 78: Perspectiva del array de dipolos de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización horizontal en CST .....	139

Ilustración 79: Adaptación de impedancia en CST .....	140
Ilustración 80: Ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo .....	141
Ilustración 81: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	141
Ilustración 82: Ancho de haz en el plano vertical en la banda de trabajo .....	145
Ilustración 83: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	145
Ilustración 84: Ganancia en dBd en la banda de trabajo .....	149
Ilustración 85: Diagrama de radiación a 450 Mhz en CST .....	149
Ilustración 86: Perspectiva del array de dipolos de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización vertical en CST .....	154
Ilustración 87: Adaptación de impedancia en CST .....	155
Ilustración 88: Ancho de haz en el plano horizontal .....	155
Ilustración 89: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	156
Ilustración 90: Ancho de haz en el plano vertical .....	159
Ilustración 91: Ancho de haz en el plano vertical para 450 Mhz obtenido en CST .....	159
Ilustración 92: Ganancia en dBd en la banda de trabajo .....	163
Ilustración 93: Diagrama de radiación a 450 Mhz en CST .....	163
Ilustración 94: Sub-array de 4 dipolos con polarización circular .....	167
Ilustración 95: Dipolo con ranuras .....	168
Ilustración 96: Perspectiva del sub-array de dipolos de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización circular en CST .....	169
Ilustración 97: Adaptación de impedancia en CST .....	170
Ilustración 98: Adaptación de impedancia en CST .....	170
Ilustración 99: Adaptación de impedancia en CST .....	171
Ilustración 100: Ancho de haz en el plano horizontal .....	172
Ilustración 101: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST .....	172
Ilustración 102: Axial ratio para 500 Mhz obtenido en CST .....	175
Ilustración 103: Ganancia en dBd en la banda de trabajo .....	179
Ilustración 104: Diagrama de radiación a 450 Mhz en CST .....	179
Ilustración 105: Resultados obtenidos en el parámetro $s_{11}$ .....	186
Ilustración 106: Resultados obtenidos en el parámetro $s_{12}$ .....	186
Ilustración 107: Resultados obtenidos en el parámetro $s_{31}$ .....	187
Ilustración 108: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST .....	187
Ilustración 109: Axial ratio para 500 Mhz en CST .....	190
Ilustración 110: Diagrama de radiación a 500 Mhz en CST .....	193
Ilustración 111: Perspectiva de la antena implementada en CST .....	198
Ilustración 112: Resultados obtenidos del parámetro $s_{11}$ .....	199
Ilustración 113: Resultados obtenidos del parámetro $s_{22}$ .....	200
Ilustración 114: Resultados obtenidos del parámetro $s_{33}$ .....	200
Ilustración 115: Resultados obtenidos del parámetro $s_{21}$ .....	201
Ilustración 116: Resultados obtenidos del parámetro $s_{31}$ .....	201
Ilustración 117: Ancho de haz en el plano horizontal .....	202
Ilustración 118: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST .....	202
Ilustración 119: Ancho de haz en el plano vertical .....	205
Ilustración 120: Ancho de haz en el plano vertical para 550 Mhz obtenido en CST .....	206
Ilustración 121: Axial ratio .....	209

Ilustración 122: Axial ratio para 500 Mhz obtenido en CST .....	209
Ilustración 123: Ganancia en dBd en función de la frecuencia .....	213
Ilustración 124: Diagrama de radiación a 500 Mhz en CST .....	213
Ilustración 125: Estructura básica de la red de alimentación .....	218
Ilustración 126: División en T en AWR.....	219
Ilustración 127: Sección transversal de línea de transmisión stripline .....	219
Ilustración 128: Interfaz de AWR para implementar stripline .....	220
Ilustración 129: Esquemático de la red de alimentación .....	221
Ilustración 130: Pérdidas de retorno en puerto común.....	224
Ilustración 131: amplitud del parámetro de transmisión para cada elemento radiante .....	224
Ilustración 132: fase del parámetro de transmisión para cada elemento radiante .....	225
Ilustración 133: Doble pica implementada en CST.....	228



## Índice de tablas

Tabla 1: Dimensión de las variables del dipolo de banda ancha en CST .....	50
Tabla 2: Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización horizontal sobre plano de masa en CST.....	69
Tabla 3: Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización vertical sobre plano de masa en CST .....	80
Tabla 4: Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización horizontal sobre plano de masa en CST.....	94
Tabla 5: Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización horizontal sobre plano de masa en CST.....	104
Tabla 6: Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización vertical sobre plano de masa en CST .....	113
Tabla 7: Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización vertical sobre plano de masa en CST .....	124
Tabla 8: Dimensión de las variables del array de dipolos de banda con polarización horizontal sobre plano de masa en CST .....	139
Tabla 9: Dimensión de las variables del array de dipolos de banda con polarización vertical sobre plano de masa en CST .....	154
Tabla 10: Dimensión de las variables del sub-array de dipolos de banda con polarización circular sobre plano de masa en CST .....	169
Tabla 11: Dimensión de las variables del sub-array de dipolos de banda con polarización circular sobre plano de masa en CST .....	185
Tabla 12: Dimensión de las variables de cada dipolo de la antena.....	199
Tabla 13: Dimensión de la red de alimentación.....	222



# Índice de ecuaciones

Ecuación 1: Impedancia de una antena .....	26
Ecuación 2: Potencia de radiación .....	26
Ecuación 3: Potencia disipada .....	27
Ecuación 4: Coeficiente de reflexión .....	27
Ecuación 5: Potencia de entrada.....	28
Ecuación 6: Adaptación conjugada .....	28
Ecuación 7: Potencia de entrada.....	28
Ecuación 8: Potencia entregada a la carga.....	28
Ecuación 9: Directividad .....	29
Ecuación 10: Directividad en escala logarítmica .....	29
Ecuación 11: Ganancia .....	30
Ecuación 12: Ganancia en función de la potencia de radiación.....	30
Ecuación 13: Relación entre ganancia y directividad .....	30
Ecuación 14: Vector campo eléctrico.....	31
Ecuación 15: Ancho de banda en función de la frecuencia central .....	33
Ecuación 16: Ancho de banda .....	34
Ecuación 17: Tensión.....	36
Ecuación 18: Intensidad .....	37
Ecuación 19: Impedancia característica .....	37
Ecuación 20: Impedancia de entrada.....	37
Ecuación 21: Impedancia de entrada simplificada.....	37
Ecuación 22: Ancho de haz.....	51
Ecuación 23: Desarrollo del diagrama de radiación.....	62
Ecuación 24: Diagrama de radiación para los valores descritos arriba.....	63
Ecuación 25: Resultado del diagrama de radiación .....	63
Ecuación 26: Ecuación que relaciona el tamaño del plano de masa con la frecuencia de resonancia .....	64
Ecuación 27: Altura del dipolo sobre el plano de masa .....	65
Ecuación 28: Potencial de los dipolos .....	90
Ecuación 29: Impedancia activa .....	90
Ecuación 30: Altura del dipolo sobre el plano de masa .....	93
Ecuación 31: Campo eléctrico de cada elemento del array .....	135
Ecuación 32: Campo eléctrico del array.....	135
Ecuación 33: Factor de array.....	136
Ecuación 34: Factor de array de MxN elementos .....	137
Ecuación 35: Distancia entre elementos.....	138
Ecuación 36: Ángulo eléctrico .....	138
Ecuación 37: Factor de array para 4 elementos.....	138
Ecuación 38: Ancho de haz.....	144
Ecuación 39: Ganancia del array para polarización horizontal .....	148
Ecuación 40: Ganancia máxima y mínima del array propuesto para polarización horizontal..	148
Ecuación 41: Distancia entre elementos del array.....	153
Ecuación 42: Ángulo eléctrico .....	153

Ecuación 43: Factor de array para 4 elementos.....	153
Ecuación 44: Ganancia de array para polarización vertical .....	162
Ecuación 45: Ganancia máxima y mínima del array propuesto para polarización vertical .....	163

# Capítulo 1

## Introducción y objetivos

### 1.2 Introducción

El sistema de comunicaciones presentado tiene la necesidad de una antena de banda ancha que cubra todo el estándar de TDT en la banda UHF para televisión (470 – 862 Mhz) y que tenga diversidad de polarización. Se trata de desarrollar un modelo de antena que ofrezca características de diversidad espacial (MIMO y MISO) o diversidad en polarización, para su uso en los Sistemas de Antenas Transmisoras del Servicio de Televisión Digital, con aplicación tanto en España como en el resto del planeta. El esquema de la antena propuesta se muestra a continuación.

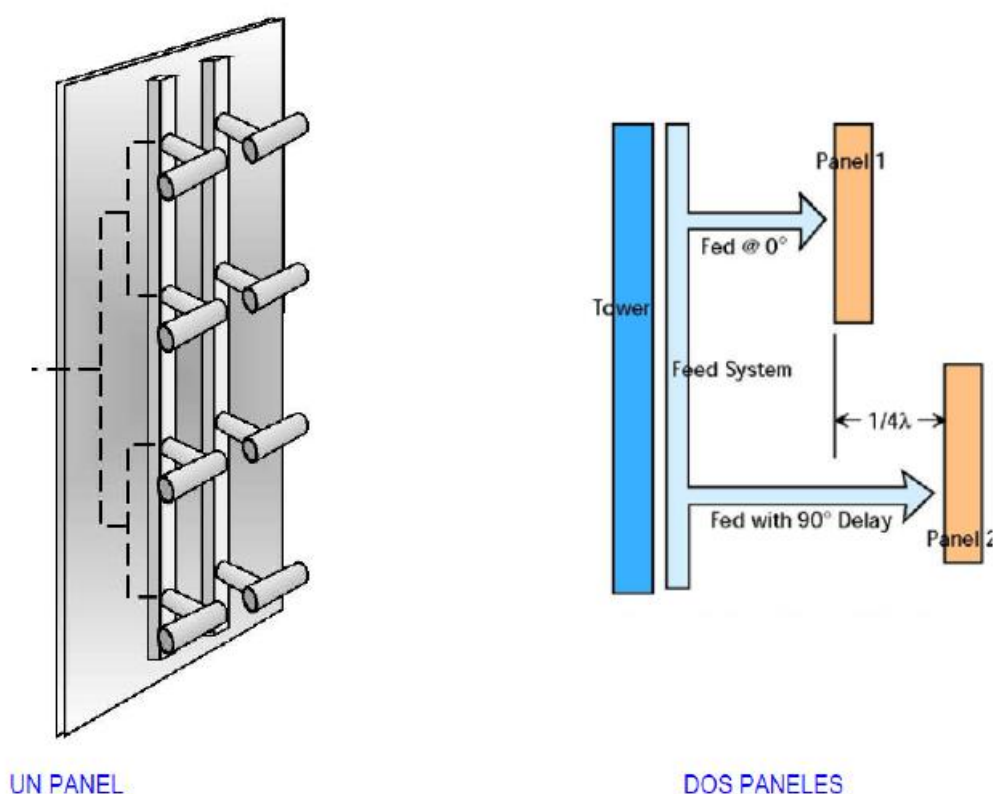


Ilustración 1: Esquema de la antena

La antena que se va a desarrollar es un panel de UHF con doble polarización (horizontal y vertical) para transmisión con capacidad de potencia hasta 2 Kw para asegurar recepción en móviles. Debido a la movilidad del receptor se intenta reducir la cancelación en algunas zonas producida por la propagación multitrayecto. El empleo de señales polarizadas elípticamente reduce al mínimo estos riesgos. El panel doble debe vencer:

1. Ganancia máxima para un panel de 4 dipolos
2. Banda ancha con la mínima ROE en la banda de UHF de televisión (470-860 Mhz) donde se supere el efecto del acoplo cruzado entre señales.
3. Reducción al mínimo del efecto de scalloping entre ambas polarizaciones.
4. Un sistema de distribución más complicado para conseguir el mayor aislamiento entre las dos polarizaciones.

Este documento presenta cada uno de los pasos hasta la consecución de la antena final. En los primeros capítulos se presentan conceptos sobre parámetros de las antenas utilizados en el proyecto y conceptos sobre antenas de banda ancha. En los siguientes capítulos se van mostrando las distintas implementaciones y simulaciones realizadas con el programa CST Microwave Studio, incluyendo en cada capítulo teoría sobre las modificaciones incluidas en ese capítulo con respecto a los anteriores. Por último se muestra la red de alimentación de la antena completa y los resultados obtenidos de implementar ésta con el programa Microwave Office.

## **1.2 Objetivos**

El objetivo principal del Proyecto será el estudio de viabilidad y diseño preindustrial y caracterización de los siguientes temas:

- Se pretende desarrollar una antena que funcione en toda la banda de UHF asignada a TV necesaria para el nuevo standard DVB-T2 que está ya implantado en algunos países. Esta antena estará formada en principio por 2 arrays o asociaciones de 4 dipolos de banda ancha por cada polarización aunque se estudiarán otras topologías para elegir aquella que presente características óptimas.
- La forma de conectar todos estos dipolos de manera que la red de adaptación afecte lo menos posible al diagrama de radiación, es decir la forma en que la antena distribuye la energía en el espacio. Para poder tener comportamiento de banda ancha los dipolos deben estar conectados en paralelo y con la misma fase.

## **1.3 Fases del desarrollo**

Las fases del desarrollo son las siguientes:

- Desarrollo del elemento radiante.
- Desarrollo del array para polarización vertical y horizontal
- Desarrollo de la antena con polarización doble.
- Desarrollo de la red de alimentación.
- Conclusiones.

## **1.4 Medios empleados**

Los medios empleados han sido el CST Microwave para la simulación de la antena y el Microwave Office para la simulación de la red de alimentación

## **1.5 Estructura de la memoria**

Para facilitar la comprensión de la memoria, se incluye un breve resumen de cada capítulo

### **Capítulo 2**

Breve introducción sobre los principales parámetros de las antenas con el fin de comprender mejor el proyecto.

### **Capítulo 3**

Breve introducción sobre las antenas de banda ancha, ya que la parte principal de la antena propuesta es un dipolo de banda ancha.

### **Capítulo 4**

Diseño, simulación y resultados en CST de un dipolo de banda ancha alimentado con un puerto discreto.

### **Capítulo 5**

Diseño, simulación y resultados en CST de un dipolo de banda ancha alimentado con un puerto discreto sobre un plano de masa a una distancia  $\lambda/4$  con el fin de aumentar la ganancia del elemento radiante.

### **Capítulo 6**

Diseño, simulación y resultados en CST de un dipolo de banda ancha alimentado a través de un balun sobre un plano de masa a una distancia  $\lambda/4$  con el fin de tener un sistema eléctricamente balanceado y real.

### **Capítulo 7**

Diseño, simulación y resultados en CST de un array de 4 elementos desarrollado en capítulos anteriores. El array ha sido realizado para la polarización horizontal y vertical, realizándose optimizaciones con el fin de mejorar las prestaciones.

### **Capítulo 8**

Diseño, simulación y resultados en CST de un sub-array con polarización circular. Se ha empezado implementando un sub-array para ver los resultados de la polarización doble ya que el tiempo de simulación del array completo es muy grande.

## **Capítulo 9**

Diseño, simulación y resultados en CST del sub-array del capítulo 8, pero escalado ya que los resultados están desplazados en la banda de frecuencias y no en la banda de trabajo

## **Capítulo 10**

Diseño, simulación y resultados en CST de la antena completa.

## **Capítulo 11**

Diseño, y resultados en Microwave Office de la red de alimentación en forma de árbol implementada para alimentar la antena.

## **Capítulo 12**

Conclusiones sacadas de la realización del proyecto y siguientes líneas futuras a implementar a raíz de la realización del proyecto.

## **Capítulo 13**

Presupuesto del proyecto



## Capítulo 2

### Parámetros básicos de antenas

#### 2.1 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación de una antena es definido como *una función matemática o representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de las coordenadas del espacio. En muchos casos, el diagrama de radiación es determinado en la zona de campo lejano y es representado como una función de las coordenadas de dirección.* La propiedad de radiación de mayor importancia es la distribución espacial de dos o tres dimensiones de la energía radiada como una función de la posición del observador. Un rastro del campo eléctrico (magnético) recibido en un radio constante es llamado diagrama de campo. Por otro lado, un gráfico de la variación espacial de la densidad de potencia a lo largo de un radio constante es llamado diagrama potencia.

El diagrama de radiación tridimensional, se puede representar utilizando técnicas gráficas diversas, pero generalmente son representados mediante cortes en planos. En este sentido, los planos  $E$  y  $H$  sustituyen los planos más representativos. El plano  $E$  es el plano que forma la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. El plano  $H$  es el plano formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección define la dirección de máxima radiación de la antena.

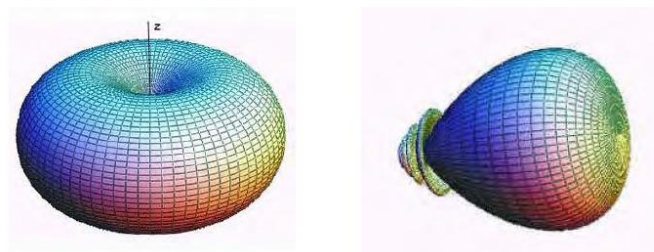


Ilustración 2: Diagramas de radiación en 3 dimensiones

La representación bidimensional se hace mediante coordenadas polares y cartesianas. Dan una información más clara de la distribución de la potencia en diferentes puntos del espacio.

A menudo el diagrama de la potencia y del campo es normalizado con respecto a su máximo valor, dando lugar a diagramas normalizados. También, el diagrama de potencia es normalmente dibujado en una escala logarítmica, más comúnmente en decibelios (dBs). Esta escala es deseable porque puede acentuar con más detalle las partes del diagrama que tienen valores bajos.

El **diagrama de campo** representa un dibujo de la magnitud del campo eléctrico o magnético en función del espacio angular.

El **diagrama de potencia** representa un dibujo del cuadrado de la magnitud del campo eléctrico o magnético en función del espacio angular.

Es importante tener en cuenta que los diagramas de campo y de potencia son idénticos cuando la escala está en decibelios.

Existen varios tipos de diagramas de radiación dependiendo de la directividad de radiación:

- Diagramas de radiación isótropos: se radia la misma densidad de potencia en todas las direcciones.
- Diagramas de radiación omnidireccionales: presentan simetría de revolución en torno a un eje.
- Diagramas de radiación directivos: el máximo de radiación está en una dirección determinada.



Ilustración 3: Tipos de diagrama de radiación

## 2.2 Impedancia

La impedancia de una antena se define como la relación que hay entre la tensión y la corriente en sus terminales. La impedancia está formada por una parte real  $R_a(w)$  que se llama resistencia de la antena y una parte imaginaria  $X_a(w)$  que se llama reactancia, las dos dependientes de la frecuencia.

$$Z_a = \frac{V_i}{I_i} = R_a(w) + jX_a(w)$$

Ecuación 1: Impedancia de una antena

La parte real puede descomponerse en  $R_a(w) = R_r + R_l$ , donde  $R_r$  es la resistencia de radiación y  $R_l$  es la resistencia de pérdidas. Se puede definir ahora la potencia de radiación y la potencia disipada por la antena según estas dos resistencias.

$$P_r = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_r$$

Ecuación 2: Potencia de radiación

$$P_l = \frac{1}{2} |I_0|^2 R_l$$

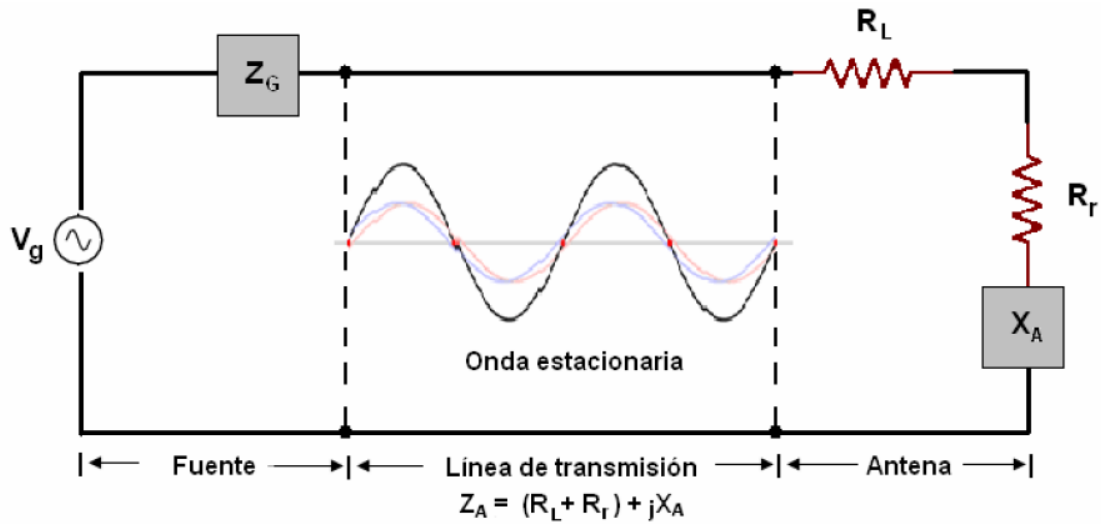
**Ecuación 3: Potencia disipada**

Dónde  $I_0$  es la corriente de entrada a la antena.

Podemos definir la resistencia de radiación como la relación entre la potencia radiada por una antena y el valor eficaz de la corriente entre sus terminales elevada al cuadrado. Si a una frecuencia determinada, una antena presenta una reactancia nula  $X_a(w) = 0$  entonces diremos que la antena resuena a esa frecuencia.

### 2.3 Adaptación

Aunque la antena funcione como transmisora o receptora, siempre estará unida a una línea de transmisión como se muestra en la figura siguiente.



**Ilustración 4: Esquema de adaptación de una antena**

Para saber la potencia que se transfiere a la antena es necesario conocer el parámetro  $S_{11}$  o también llamado coeficiente de reflexión que relaciona la amplitud de la onda reflejada con la amplitud de la onda incidente según la fórmula:

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0}$$

**Ecuación 4: Coeficiente de reflexión**

Dónde  $Z_A$  es la impedancia de la antena y  $Z_0$  es la impedancia de la línea de transmisión.

En la figura se puede observar que la antena con impedancia  $Z_A = R_A + jX_A$  está conectada a un generador de tensión con impedancia  $Z_g = R_g + jX_g$ . La impedancia vista desde la fuente se describe como  $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$  y la potencia disipada en la red la podemos describir como

$$P_{in} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in}$$

**Ecuación 5: Potencia de entrada**

A partir de la potencia de entrada se puede demostrar que la máxima transferencia de potencia se producirá cuando exista adaptación conjugada, es decir,

$$Z_g = Z_{in}^*$$

**Ecuación 6: Adaptación conjugada**

Es importante distinguir entre adaptación, que se produce cuando el coeficiente de reflexión es nulo y no hay onda reflejada, y adaptación conjugada que es la máxima transferencia de potencia a la antena. Sólo se cumplen las dos situaciones si  $Z_g$  y  $Z_o$  son reales.

En este caso expresamos la potencia de entrada

$$P_{in} = \frac{1}{2} \left| \frac{V_g}{Z_g + Z_{in}} \right|^2 R_{in} = \frac{1}{2} \frac{|V_g|^2}{4R_g}$$

**Ecuación 7: Potencia de entrada**

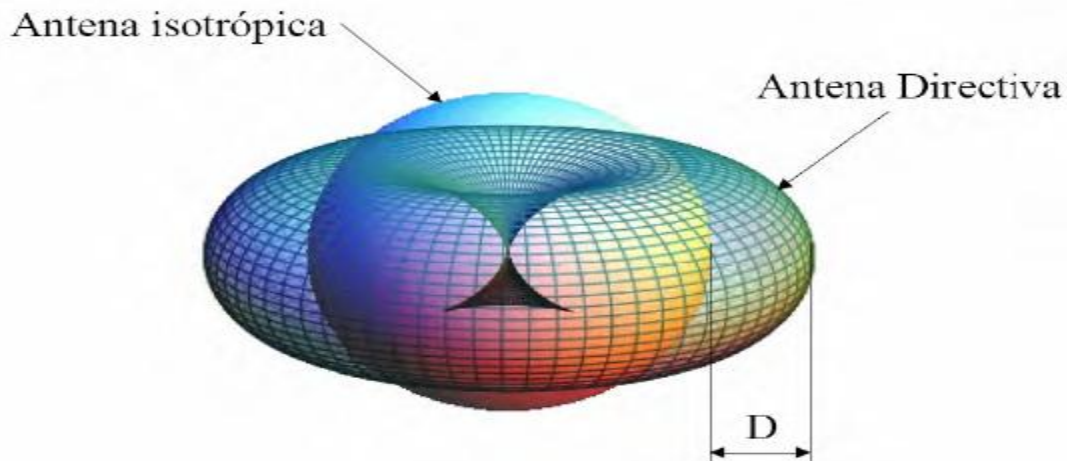
Normalmente lo que se hace es intentar adaptar la red de alimentación de nuestra antena para conseguir máxima transferencia de potencia. Cuando no se produce adaptación conjugada entonces la potencia entregada a la carga  $P_t$ , viene según la siguiente ecuación:

$$P_t = P_{max} (1 - |S_{11}|^2)$$

**Ecuación 8: Potencia entregada a la carga**

## 2.4 Directividad

La directividad de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación de una antena en la dirección del máximo y la intensidad de radiación de una antena isotrópica que radia con la misma potencia total.



**Ilustración 5: Directividad de una antena**

La directividad viene dada como:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{P/4\pi}$$

**Ecuación 9: Directividad**

Donde  $U_{max}$  es la intensidad de radiación máxima y  $U_0$  es la intensidad de radiación de una antena isotrópica.

La directividad es un parámetro adimensional, pero se suele expresar en términos de dBi (para indicar dB con respecto a la antena isotrópica):

$$D[dBi] = 10 \log_{10} D$$

**Ecuación 10: Directividad en escala logarítmica**

## 2.5 Ganancia

La ganancia está relacionada con la directividad. Es una medida que tiene en cuenta la eficiencia de la antena así como sus propiedades directivas. En este caso no se considera, la potencia radiada, sino la potencia entregada a la antena. La relación entre ambas potencias es el rendimiento de radiación  $\eta$  que depende de las pérdidas de la antena.

La ganancia es la relación entre la intensidad de radiación de la antena y la intensidad de radiación de una antena isotrópica. Ya que la intensidad de una antena isotrópica sin pérdidas es igual a la alimentación de la antena dividida por el ángulo sólido, se puede escribir la ganancia como sigue,

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}}$$

**Ecuación 11: Ganancia**

Cuando la potencia de entrada es diferente de la de radiación debido al rendimiento de la antena, se puede escribir,

$$G(\theta, \varphi) = \eta \left( 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_r} \right)$$

**Ecuación 12: Ganancia en función de la potencia de radiación**

La relación entre ganancia y directividad, se expresa con la siguiente ecuación,

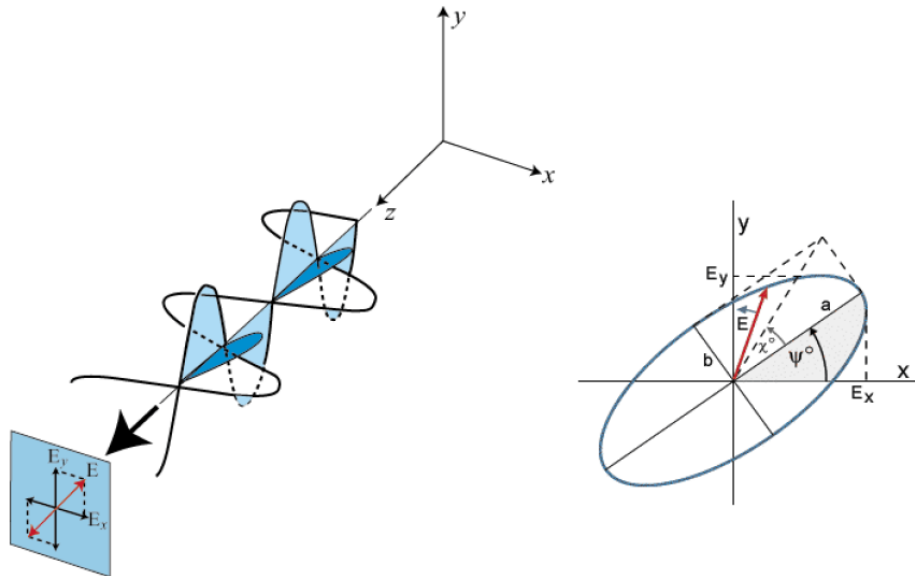
$$G(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi)$$

**Ecuación 13: Relación entre ganancia y directividad**

## 2.6 Polarización

La polarización es la trayectoria que describe el campo eléctrico en función del tiempo y del espacio, cuando se observa el sentido de propagación de la onda.

Cuando la onda presenta variación sinusoidal, la figura es en general una elipse. El sentido de giro del campo eléctrico, para una onda que se aleja del observador, determina si la onda está polarizada circularmente a derechas o a izquierdas. Si el sentido de giro coincide con las agujas del reloj, la polarización es circular a derechas. Si el sentido de giro es contrario a las agujas del reloj, la polarización es circular a izquierdas. El mismo convenio aplica a las ondas con polarización elíptica.



**Ilustración 6: Polarización de una antena**

La ecuación general será,

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = (a\hat{x} + jb\hat{y})e^{(j\omega t - kz)}$$

**Ecuación 14: Vector campo eléctrico**

Teniendo en cuenta la ecuación general de arriba, se podrá tener:

- Polarización lineal: si  $a=0$  polarización lineal vertical y si  $b=0$  polarización lineal horizontal.
- Polarización circular: si  $a=b$ , la figura trazada será una circunferencia.

A partir de la relación axial (AR) que se expresa mediante el cociente entre el eje mayor  $a$  y el eje menor  $b$ , se puede definir:

- $AR=1 \rightarrow$  Polarización Circular
- $AR=\infty \rightarrow$  Polarización Lineal

## 2.7 Ancho de banda

Aunque este parámetro se definirá más extensamente en el siguiente capítulo, el ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias para el cual el rendimiento de una antena, con respecto a alguna característica, cumple unas especificaciones determinadas.





## Capítulo 3

### Antenas de banda ancha

#### 3.1 Introducción

Los sistemas de comunicación inalámbricos están desarrollándose continuamente. No sólo para transmitir y recibir voz, sino también para imágenes y datos. Hay muchos sistemas de comunicación inalámbricos operando en diferentes rangos de frecuencia como pueden ser el DCS (Digital Cellular System), PCS (Personal Communications System), UMTS (Universal Mobile Communications System) y el ISM (Industrial Science Medical). Sin embargo, todos ellos usan antenas para poder funcionar. Si con una única antena se pudiera cubrir el rango de frecuencias en el que opera cada sistema, el precio y tamaño se reduciría considerablemente.

La demanda de antenas de banda ancha ha aumentado considerablemente debido a la necesidad de servir más usuarios y de proveer más información con tasas de datos más altas. Las antenas para este tipo de comunicaciones, requieren características de bajo perfil, polarización lineal, diagrama de radiación unidireccional y tamaño pequeño. Otra característica deseable es la doble polarización para conseguir diversidad de polarización, polarización de reutilización de frecuencias o polarización de fácil funcionamiento. Sin embargo, muchas de las antenas existentes para comunicaciones de banda ancha son eléctricamente grandes y tienen una única polarización circular.

Se define el ancho de banda de la antena como el rango de frecuencias sobre las cuales la operación de la antena es "satisfactoria". Esto, por lo general se toma entre los puntos de media potencia, pero a veces se refiere a las variaciones en la impedancia de entrada de la antena. En este proyecto, el ancho de banda es definido para la impedancia, el ancho de haz en el plano horizontal, el ancho de haz en el plano vertical, el coeficiente axial y el diagrama de radiación. El ancho de banda del diagrama de radiación, es sin embargo, difícil de definir con un criterio específico, así que se define como el rango de frecuencias en el que el diagrama es aceptable para una aplicación específica.

El ancho de banda puede ser definido como un porcentaje de la frecuencia central  $B_p$  como sigue:

$$B_p = \frac{f_u - f_l}{f_c} \times 100\%$$

Ecuación 15: Ancho de banda en función de la frecuencia central

Donde  $f_c = \frac{f_l + f_u}{2}$ , y  $f_l$  y  $f_u$  son las frecuencias inferior y superior de la banda de trabajo respectivamente, que en el caso de nuestro proyecto son 470 Mhz para la frecuencia inferior y 860 Mhz para la frecuencia superior.

El ancho de banda puede ser definido también como el cociente  $B_r$ :

$$B_r = \frac{f_u}{f_l}$$

**Ecuación 16: Ancho de banda**

Normalmente se calculan las propiedades de radiación vistas en el capítulo 1 (diagrama de radiación, directividad, ganancia, impedancia de entrada, etc.) asumiendo que el diámetro del cable de las antenas es muy delgado y por lo tanto la distribución de corriente es prácticamente sinusoidal. Además, las características de radiación dependen de la frecuencia. Por esto, no se puede trabajar con ellas para aplicaciones donde un amplio rango de frecuencias tiene que ser cubierto.

Para cables de diámetro finito ( $d > 0.05\lambda$ ) la distribución de corriente puede no ser sinusoidal y su efecto en el diagrama de radiación es casi despreciable. Sin embargo, ha sido mostrado que la corriente de distribución tiene un gran efecto en la impedancia de entrada de una antena, especialmente cuando se produce un nulo en corriente en la entrada de los terminales.

### **3.2 Principales antenas de banda ancha**

La estructura de las antenas de banda ancha ha sido investigada desde comienzos de la década de los 40. La **antena esferoidal** fue propuesta en 1941. El estudio de estas antenas fue obtenido a partir de una solución sencilla de las ecuaciones de Maxwell. Sin embargo, el análisis de la antena esferoidal no puede ser aplicado a antenas de forma arbitraria.

En 1943, se propuso la **antena bicónica**, la cual puede ser fácilmente explicada con las ecuaciones de Maxwell. El análisis de esta antena se consiguió extender a antenas de forma general. Se presentaron fórmulas para la impedancia de varias formas de antena. La antena bicónica y sus variaciones (la **antena discono** y la **antena de pajarita**) son muy populares todavía en aplicaciones de banda ancha.

En 1947 un concepto de antena de banda ancha fue definido por la Universidad de Harvard. El concepto de antena de banda ancha, evoluciona desde una línea de transmisión que poco a poco se aleja mientras se mantiene constante la relación entre el conductor interior y exterior. Muchas variaciones del concepto fueron desarrolladas, como la **antena de lágrima**, **antena de manga** y **antena trapezoidal invertida**.

En 1950, la **antena espiral** fue introducida dentro de la clase de antenas independientes de la frecuencia. La **antena espiral equiángulo** y la **antena espiral de Arquímedes** son dos de las más conocidas de este tipo. Las antenas espirales tienen un ancho de banda de 10:1, polarización circular y son baratas.

En 1982 se inventó la **antena sinusoidal**, la cual tiene polarización doblemente lineal, ancho de banda extenso, es de dimensiones pequeñas y es barata. El problema es que es más complicada que la antena espiral. Sin embargo, esta proporciona polarización doblemente lineal y ortogonal por lo que puede ser utilizada para aplicaciones que

necesiten diversidad de polarización y para antenas que funcionen como transmisoras y receptoras.

Muchas **antenas monopolo de disco** han sido inventadas desde 1992. Estas producen un gran ancho de banda y presentan una estructura muy simple (circular, elíptica o trapezoidal). Los elementos radiantes están puestos ortogonalmente sobre un plano de masa y alimentados con un cable coaxial. Son usadas para aplicaciones de ultra ancho de banda.

En 1999 la **antena cuadrangular** fue inventada y patentada por Virginia TechAntennaGroup (VTAG). Aunque esta antena no ofrece mucho ancho de banda en comparación con otras antenas presentadas en este capítulo, tiene características únicas como un diagrama de radiación unidireccional, doble polarización y geometría compacta y de bajo perfil. La geometría compacta es una de las características más deseables para un array de antenas en fase y de barrido de ancho de banda. La característica de barrido del array es generalmente determinada por el espacio entre elementos, el cual está limitado por el tamaño del elemento. Para antenas de banda ancha, el ancho de banda de trabajo es muy amplio, haciendo que la distancia eléctrica entre elementos se haga mayor a medida que aumente la frecuencia. Idealmente, un espaciado menor de  $\lambda/2$  es deseable en la banda de trabajo. Cuando el tamaño del elemento es grande, el espacio entre elementos será mayor que  $\lambda/2$  para las frecuencias más altas de la frecuencia de trabajo, degradándose la característica de barrido del array. Por lo tanto, antenas de pequeño tamaño como la antena cuadrangular son deseables para arrays de antenas de banda ancha.

### 3.2.1 Antena esferoidal

En 1941, Stratton y Chu presentaron soluciones para antenas no sólo esféricas, sino también para antenas esferoidales alargadas como se puede mostrar en la figura siguiente. En la figura se muestra la evolución desde un dipolo esfera hasta un dipolo esferoidal delgado. Se asume asimetría axial y se excitan a través de un pequeño gap en el centro.

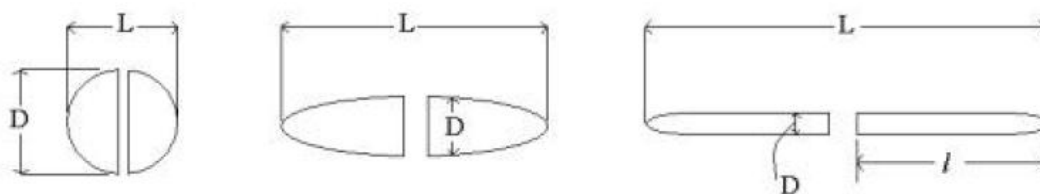


Ilustración 7: Antenas esferoidales

Las características de la antena esferoidal son bastante similares en naturaleza pero diferentes en magnitud de los resultados de la esfera. Se encontró que gran excentricidad (grandes relaciones de longitud y diámetro) generan fuertes resonancias a costa de reducir el ancho de banda. Stratton y Chu mencionan que la reactancia se hace cero, cuando la longitud de la antena es ligeramente menor que  $\lambda/2$  (sobre  $0.49\lambda$  o 98%

de la longitud de la antenas). Sin embargo, para antenas esferoidales con cables más gordos, la reactancia cero puede ocurrir cuando la longitud de la antena es mayor que  $\lambda/2$ . Para un conductor esférico, la reactancia de entrada no puede ser cero ya que siempre hay una componente capacitiva.

Era evidente que las antenas más gordas hacen la curva de impedancia más amplia y por lo tanto ofrecen mayor ancho de banda.

### 3.2.2 Antena bicónica

En 1943 Schelkunoff propuso la antena bicónica que se muestra en la figura siguiente. El concepto de antena bicónica está basado en el hecho de que cables más gruesos proporcionan un mayor ancho de banda en la impedancia que con antenas de cables más finos. Este concepto se puede ampliar aún más aumentando el ancho de banda si los conductores son conformados para formar la estructura de antena mostrada en la figura siguiente. La antena bicónica puede ser analizada como una línea de transmisión si ésta es conformada hasta el infinito. La antena actúa como una guía para una onda esférica. Se ha probado que hay un único modo TEM en la antena bicónica.

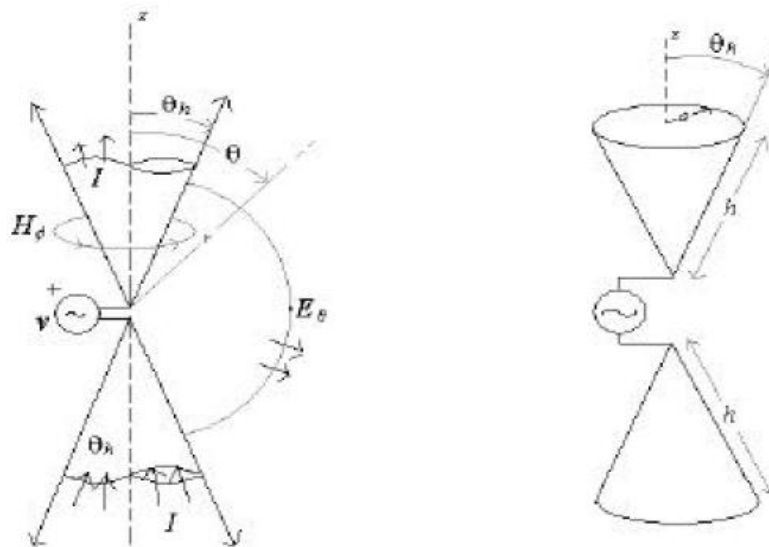


Ilustración 8: Antena bicónica

La impedancia de entrada es calculada a partir del cociente entre la tensión y la corriente. Estas son calculadas integrando  $E_\theta$  y  $H_\phi$  respectivamente:

$$V(r) = \int E_\theta r d\theta = \frac{\theta H_0}{2p} e^{-j\beta r} \ln(\cot \frac{\theta_h}{2})$$

Ecuación 17: Tensión

$$I(r) = \int H_{\varphi} r \sin \theta d\varphi = 2prH_{\varphi} \sin \theta = \frac{H_0}{2} e^{-j\beta r}$$

**Ecuación 18: Intensidad**

Por lo tanto la impedancia característica queda:

$$Z_0 = \frac{V(r)}{I(r)} = \frac{\theta}{p} \ln(\cot \frac{\theta_h}{2})$$

**Ecuación 19: Impedancia característica**

Ya que la impedancia no depende de la distancia  $r$ , la impedancia de entrada de la antena debe ser igual a la impedancia característica:

$$Z_a = Z_0 = 120 \ln(\cot \frac{\theta_h}{2})$$

**Ecuación 20: Impedancia de entrada**

Donde  $\eta/\pi \cong 120$

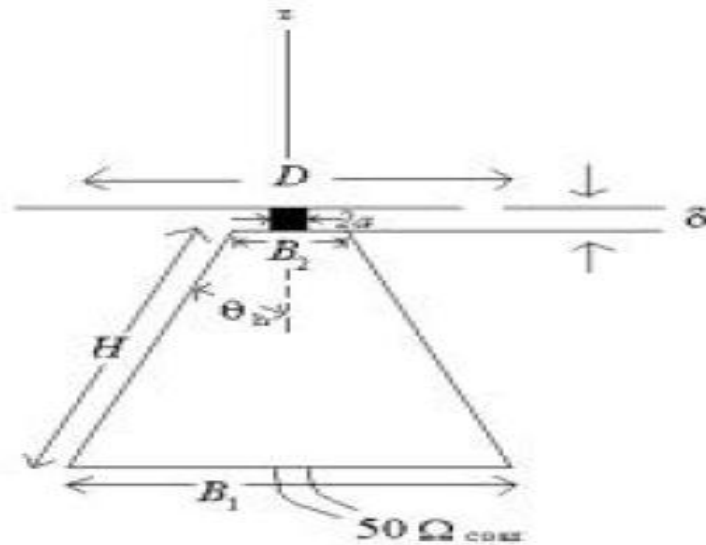
Para  $\theta_h$  menor de  $20^\circ$ ,

$$Z_a = Z_0 \approx 120 \ln(\frac{2}{\theta_h})$$

**Ecuación 21: Impedancia de entrada simplificada**

La impedancia de entrada de la antena bicónica infinita tiene sólo parte real. Es decir, la estructura infinita no tiene discontinuidades y no provoca reflexiones, que a su vez, establece las ondas estacionarias que generan una componente reactiva de la impedancia.

En la práctica, lo que se tiene es la antena bicónica finita mostrada en la figura siguiente. La discontinuidad al final de los conos, provocan modos de orden mayor, los cuales introducen una componente reactiva y aumentan la relación de onda estacionaria. Sin embargo, se pudo comprobar que para valores de  $\theta_h$  grandes la componente reactiva disminuye aumentando el ancho de banda.



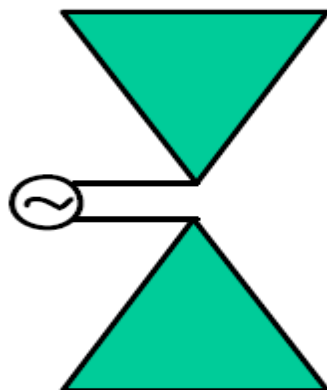
**Ilustración 9: Antena discono**

Una variación de la antena bicónica finita, es la antena discono. Un plano de masa con forma de disco es usado en vez de un cono en la parte superior de la antena bicónica finita. Este tipo de antena es usada en muchos tipos de aplicaciones.

### 3.2.3 Antena de pajarita

La antena de pajarita es una modificación de la antena bicónica finita y que tiene una geometría mucho más simple. Es más fácil de construir y menos cara, pero tiene una impedancia de entrada más sensible a la frecuencia que la antena bicónica finita.

Proporciona un diagrama de radiación omnidireccional con un lóbulo principal perpendicular al plano de la antena. Ya que la corriente termina al final de cada brazo del dipolo, el ancho de banda está limitado en 2:1.



**Ilustración 10: Antena de pajarita**

Esta antena ha sido usada en un array plano para la prueba de vuelo de aviones y la evaluación de un sistema radiómetro en UHF. La antena mostrada en la figura 3.1 tiene el ángulo de bengala de 60 grados y alimenta los elementos con un balun (el empleo de balun se explica en capítulos posteriores). La adaptación de impedancia con el mayor ancho de banda fue obtenida para un dipolo de longitud  $0.3\lambda$  y altura  $3/8\lambda$  a la frecuencia central. Esta antena alcanzó un ancho de banda de 37% para un cable de entrada coaxial de  $50\Omega$  (ver figura 11). El diagrama de radiación medido demuestra el efecto de la separación entre el dipolo y el plano de masa. Una leve depresión fue observada en el diagrama de radiación para las frecuencias altas. La depresión depende del aumento de la frecuencia. Sin embargo, la distorsión desaparece cuando disminuye la separación entre el dipolo y el plano de masa, aunque esto produce a su vez que el ancho de banda en la impedancia disminuye. Hay que llegar a un compromiso entre el diagrama de radiación y la adaptación de impedancia.

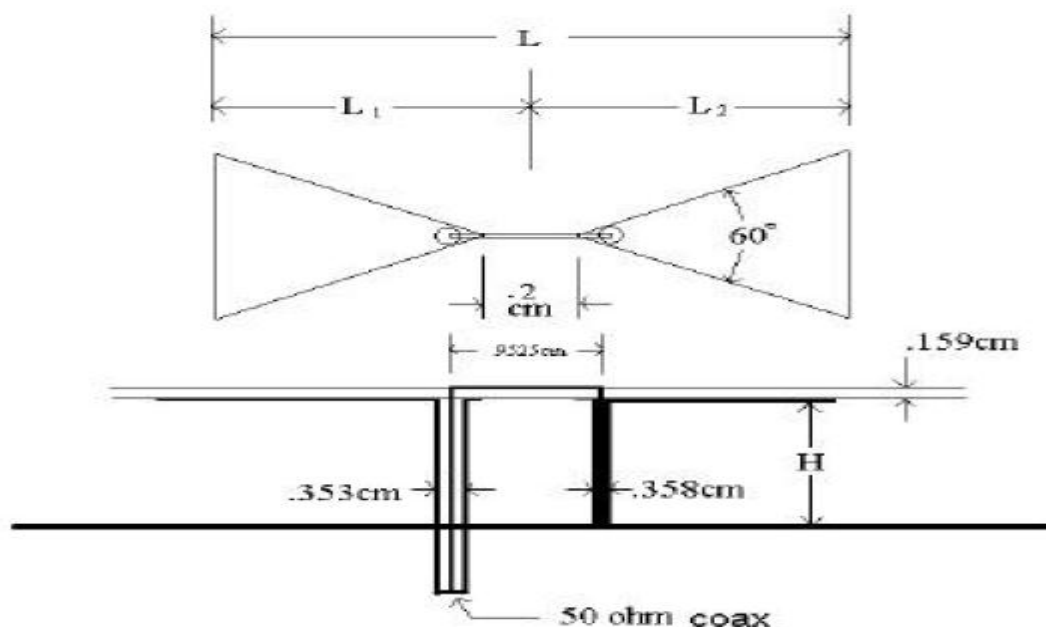
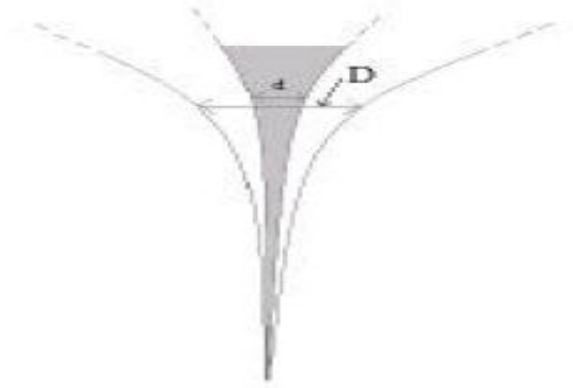


Ilustración 11: Planta y alzado de la antena de pajarita

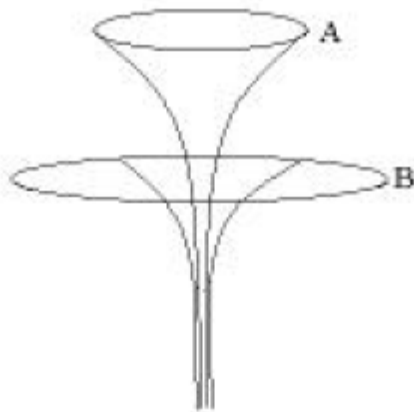
### 3.2.4 Antena de lágrima

Una antena puede ser definida como una estructura asociada con la región de transición entre una onda guiada y el espacio libre, o viceversa. La línea de transmisión actúa como una guía para una onda plana y tiene una impedancia constante en una banda de frecuencias.

La figura 3.6 muestra una línea de transmisión coaxial en forma de campana, manteniendo la relación del diámetro del conductor  $D/d$  constante. Por esto, la impedancia de la línea se mantendrá constante. Si  $D$  es grande al final de la línea se radia con poca reflexión en un gran ancho de banda como se muestra en la figura 12.



**Ilustración 12: Antena de lágrima**



**Ilustración 13: Antena de lágrima**

La antena de lágrima mostrada en la figura 15 fue diseñada a partir de la forma de la parte superior del conductor mostrado en la figura 14. Esta antena tiene un ancho de banda para la impedancia casi tan ancho como el del conductor y es capaz de radiar una onda guiada al espacio libre. La antena fue estudiada para usar el concepto de esta en una antena de televisión en la estación de televisión del edificio Empire State. Resultados experimentales demuestran que la forma de la antena de lágrima es un factor importante en el ancho de banda. La relación óptima de las dimensiones se muestra en la figura 15.



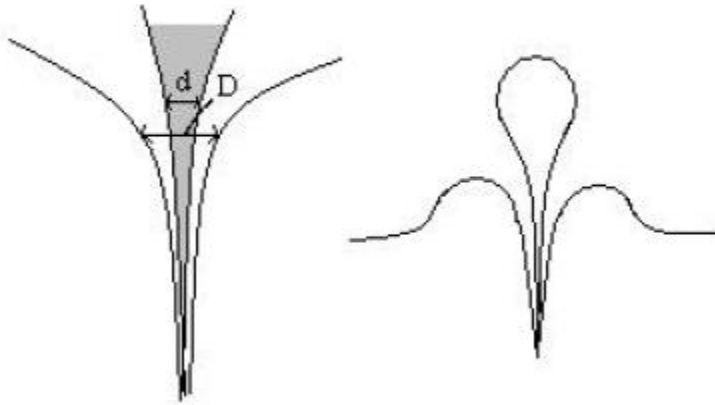


Ilustración 14: Antena de lágrima

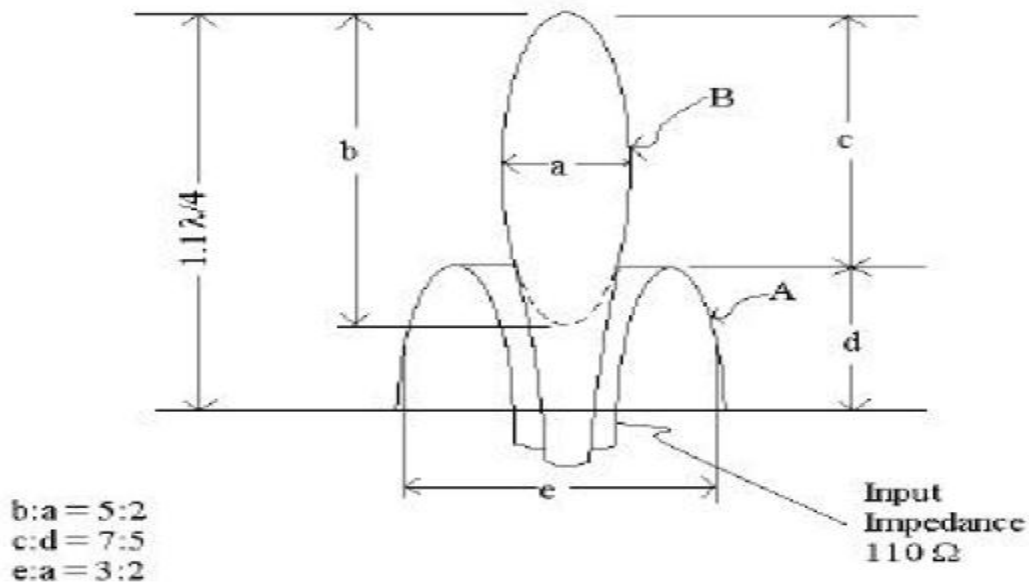
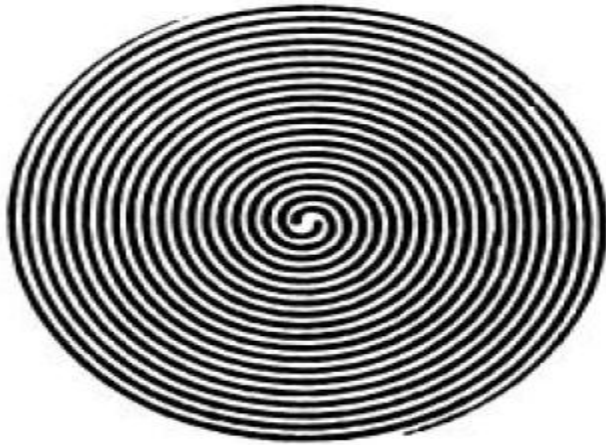


Ilustración 15: Relaciones óptimas de la antena de lágrima

### 3.2.5 Antena espiral

La antena espiral pertenece al tipo de antena independiente de la frecuencia y están formadas a partir de una línea de transmisión de dos cables en espiral que se transforman gradualmente en una estructura radiante. Una antena espiral equiángulo publicada por Dyson en 1959 es la antena espiral más antigua. Muchas variaciones de esta antena han sido desarrolladas como la antena espiral de Arquímedes que se muestra en la figura 16.



**Ilustración 16: Antena espiral**

La antena espiral de Arquímedes tiene una forma de antena auto-complementaria, donde el metal de un brazo es tan delgado como la separación entre brazos. En teoría una antena auto complementaria tiene una impedancia de entrada de  $188.5\Omega$ . Sin embargo, los datos experimentales demostraron que la impedancia de entrada tiene un rango entre  $120 - 200\Omega$ . Esta antena tiene un lóbulo principal ancho perpendicular al plano de la espira. El lóbulo principal puede convertirse en un lóbulo unidireccional apoyando la espiral en un plano de masa, lo cual es deseable en muchas aplicaciones. La antena espiral de Arquímedes apoyada en plano de masa usando una cavidad metálica detrás de la espiral, es muy utilizado para producir lóbulos unidireccionales. En la mayoría de productos comerciales, materiales absorbentes son colocados en la cavidad para reducir efectos de reflexión. Sin embargo, estos producen pérdidas por lo que se perderá ganancia. Los típicos parámetros de la cavidad para que sea efectiva son:  $HPLW=75^\circ$ ;  $|axial\ ratio|=1\ dB$ ; Ganancia=5 dBs; Ancho de banda: 10:1. La impedancia de entrada es alrededor de  $120\Omega$  y es casi real.

Las características de la antena espiral equiángulo son parecidas a las de Arquímedes.

### **3.2.6 Antena sinusoidal**

La antena sinusoidal mostrada en la figura 3.11 es la antena independiente de la frecuencia más reciente que existe. Tiene muchas ventajas como un gran ancho de banda, doble polarización o polarización circular doble y geometría de bajo perfil. Esta antena tiene una estructura auto complementaria de 4 brazos alimentada de forma balanceada y su diámetro es sobre  $0.4\theta_L$  para la frecuencia de trabajo más baja. Basada en la teoría de antenas auto complementarias, la antena debería tener una impedancia de entrada de  $188.5\Omega$  tal y como se ha comentado anteriormente y una reactancia de entrada de  $0\Omega$  en su banda de trabajo en el espacio libre. Sin embargo, la medida de datos, revelan que la impedancia tiene un valor más bajo que el valor teórico. La impedancia de entrada medida tiene un valor de  $160$  y  $190\Omega$  para un substrato de

espesor de 30 milésimas de pulgada y 5 milésimas de pulgada, respectivamente y con una reactancia de entrada casi de  $0\Omega$ . El tipo de sustrato también afecta a las características de la antena.

Muchas aplicaciones de las antenas requieren un plano de masa para ser usado con antenas de bajo perfil, tales como antenas sinusoidales, para producir un lóbulo unidireccional. El problema está en que el plano de masa cambia las características de la impedancia en la banda de trabajo. Por esto, estas antenas son alteradas mucho con la presencia de un plano de masa.



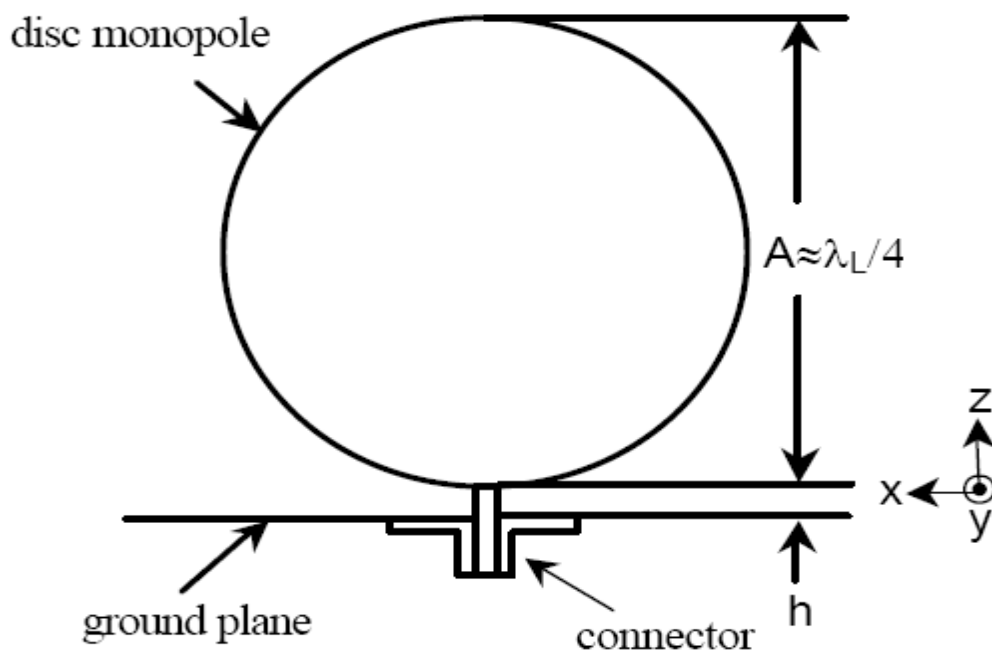
**Ilustración 17:** Antena sinusoidal

### **3.2.7 Antenas de disco**

Las antenas de disco se llaman así debido a que su estructura radiante es un disco delgado con forma circular, elíptica, trapezoidal o de medio disco cruzado. Se van a ver algunas de ellas en este apartado.

#### **3.2.7.1 Antena de disco circular**

Una antena plana de disco circular fue propuesta como antena de televisión funcionando en la banda de trabajo 90 – 770 Mhz. El disco circular plano está puesto sobre un plano de masa tal y como se muestra en figura 3.12.



**Ilustración 18: Antena de disco**

La antena de disco circular tiene una impedancia de gran ancho de banda. Siendo el diámetro del disco  $A=25$  mm, un espesor de 0.5 mm y una altura sobre el plano de masa (30 cm  $\times$  30 cm) de 0.7 mm, el ancho de banda es de 7.7:1 en la banda de trabajo 2.25 – 17.25 Ghz. Sin embargo, el diagrama de radiación de una antena de disco circular se degrada al final de la banda de trabajo. La dirección del lóbulo en el plano-E varía de 30° a 60° en elevación a medida que aumente la frecuencia de 2.5 a 9 Ghz, mientras que en el plano-H el diagrama de radiación sigue siendo algo omnidireccional con una variación máxima en azimut de 4 a 7 dBs en la banda de trabajo.

#### **3.2.7.2 Antena monopolo plana modificada**

Muchas antenas monopolo planas fueron modificadas con el propósito de obtener una impedancia con mejor ancho de banda. Pueden tener forma elíptica, cuadrada, rectangular y hexagonal. La forma elíptica con una elipticidad de 1:1 es la eficiente, sin embargo este tipo de antenas presentan un diagrama de radiación degradado en el plano-E.

#### **3.2.7.3 Antena monopolo plana trapezoidal**

La antena monopolo plana con forma trapezoidal mostrada en la figura 19, ha sido propuesta como una variante de la antena monopolo plana cuadrada. El ancho de banda de la impedancia de la antena fue optimizada afilando la base de abajo del monopolo cercana al plano de masa tal y como se muestra en la figura. Sin embargo, esta antena no soluciona el problema de las variaciones en el ángulo de inclinación del diagrama del plano-E.

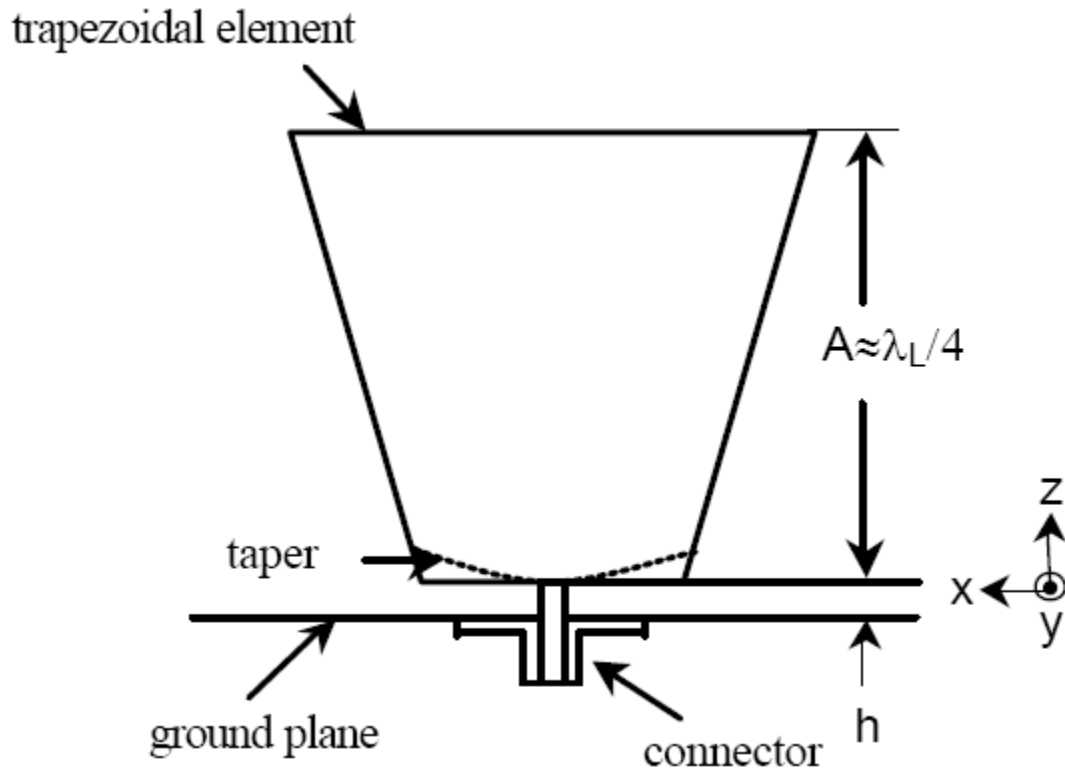
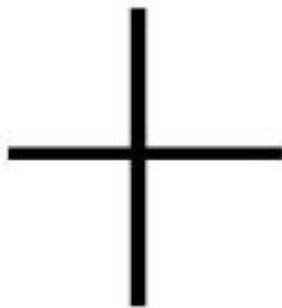


Ilustración 19: Antena monopolo trapezoidal

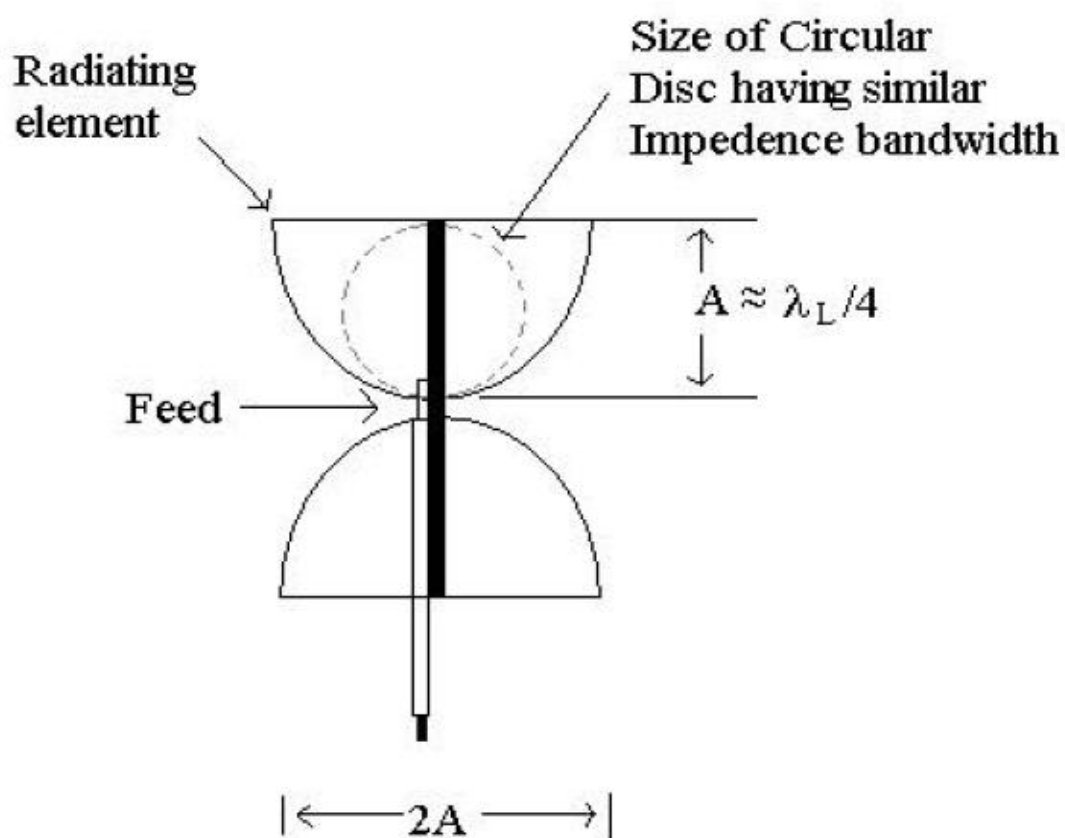
#### 3.2.7.4 Antena de medio disco cruzado

La antena de medio disco cruzado mostrada en la figura 20 fue propuesta como variación a la antena de pajarita cruzada. Los elementos planos cruzados mejoran el diagrama de radiación de la antena sobre el ancho de banda de la impedancia en comparación con un único elemento de medio disco. El círculo punteado dentro del medio disco representa el tamaño de un disco circular que tiene un ancho de banda de la impedancia similar. La antena de medio disco cruzada es el doble de grande que la antena de disco circular.

Las especificaciones típicas de las antenas omnidireccionales que trabajan en la banda de trabajo de 0.5 – 18 Ghz, requieren una variación en el diagrama de radiación de  $\pm 2$  dBs, ganancia de 0 dBi y una ROE de 3:1. La antena de medio disco cruzada cumple con las especificaciones en el diagrama de radiación y la ganancia en el ancho de banda de trabajo (0.5 – 18 Ghz) con una ROE 2:1, pero el problema que existe es que la polarización cruzada puede ser alta.



(a) Top view



(b) Side view

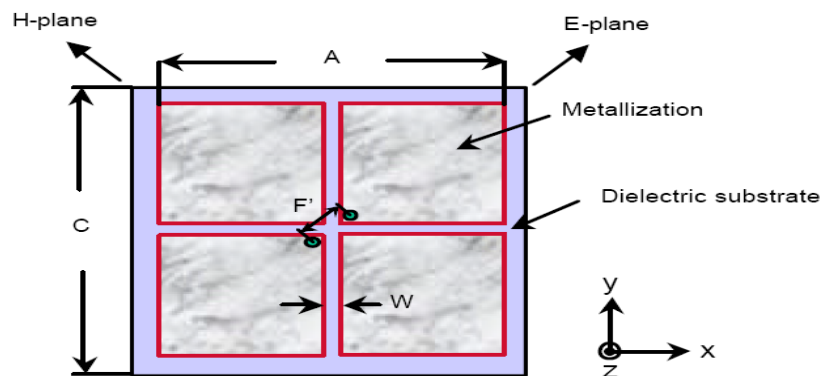
Ilustración 20: Antena de medio disco cruzado

### 3.2.8 Antena de cuatro cuadrados

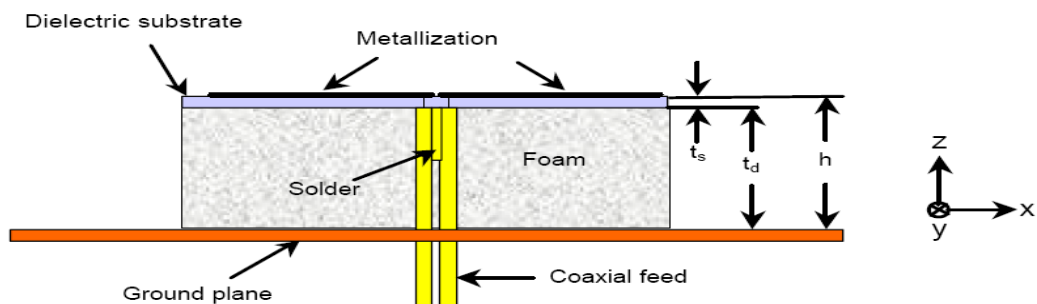
La antena de cuatro cuadrados fue patentada por VTAG en 1999.

Esta proporciona un eficiente ancho de banda y muchas ventajas prácticas para aplicaciones militares y comerciales. Sus principales características son que presenta una geometría de bajo perfil, polarización doble, tamaño del elemento radiante compacto haciéndola ideal para crear un array de elementos de este tipo. La antena consiste en cuatro cuadrados planos colocados de tal modo que forman un cuadrado sobre un sustrato dieléctrico que está a una altura sobre un plano de masa tal y como se muestra en la figura 21. Los cuadrados opuestos están alimentados con misma amplitud y fase opuesta. Proporcionan polarización doble, lineal ortogonal, que puede ser procesada para crear cualquier tipo de polarización.

La longitud de la diagonal de la antena  $\sqrt{2}A$  es alrededor de  $\lambda_L/2$  y la altura  $h$  del elemento sobre el plano de masa es  $\lambda_U/2$ , donde  $\lambda_L$  y  $\lambda_U$  son la longitud de onda a la frecuencia inferior y superior de la banda de trabajo.



(a) Top view of the Foursquare antenna.



(b) Side view of the Foursquare antenna

Ilustración 21: Antena cuadrangular





## Capítulo 4

### Simulación de dipolo de banda ancha con puerto discreto

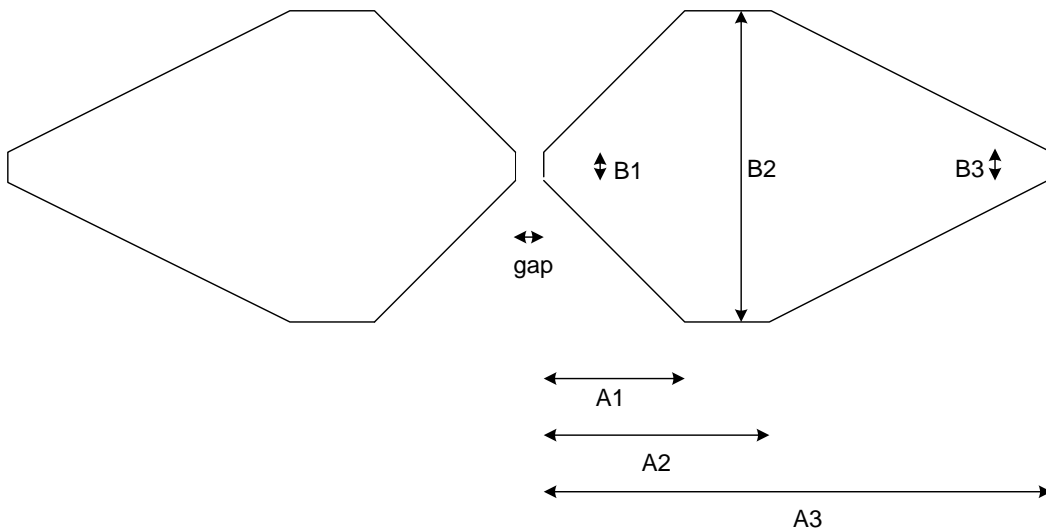
En este capítulo se presenta el diseño, la dimensión y los resultados obtenidos en CST de un dipolo de banda ancha alimentado con puerto discreto.

El elemento radiante utilizado ha sido un dipolo de banda ancha debido a que se va a trabajar sobre un ancho de banda de casi 1 octava (470-860 Mhz), bastante más amplio que el ancho de banda que ofrece un dipolo normal. La dirección de máxima ganancia con la que se va a trabajar en este proyecto es  $\theta = 0$  grados, es decir, en dirección positiva del eje “z”.

Este dipolo tiene una polarización lineal según lo orientes, por lo que si implementamos el dipolo en el programa CST a lo largo del eje  $x$  la polarización que presente será horizontal.

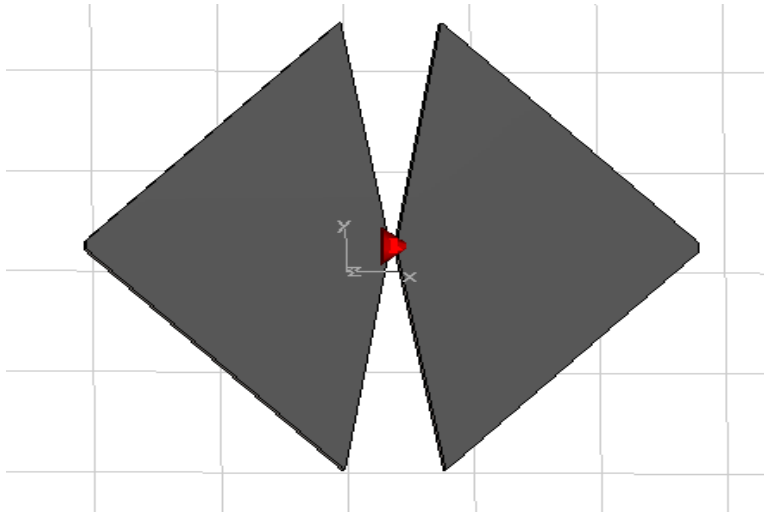
#### 4.1 Diseño y dimensiones

El diseño del elemento radiante escogido como dipolo de banda ancha es un rombo alargado, que corresponde con una antena cuadrangular (explicada en el capítulo 3) modificada. En la figura 22 se puede ver la forma que tiene el dipolo y las variables utilizadas en CST para su implementación.



**Ilustración 22:** Diseño y variables del dipolo de banda ancha

La forma del dipolo de banda ancha implementado con el programa CST se muestra en la figura 23. En este capítulo la alimentación se realiza a partir de un puerto discreto de  $50\Omega$  y la disposición del dipolo a lo largo del eje  $x$  proporciona polarización horizontal.



**Ilustración 23: Dipolo de banda ancha implementado en CST**

Después de optimizar el dipolo para obtener unos resultados óptimos en cuanto a adaptación de impedancia y en cuanto a ganancia, la dimensión de cada variable cuyo significado viene en la figura 1, se muestra en la tabla 1.

<b>A1</b>	19.62mm	<b>B1</b>	4mm	<b>gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.23mm	<b>B2</b>	220mm	<b>esp_pec</b>	6mm
<b>A3</b>	120mm	<b>B3</b>	4mm		

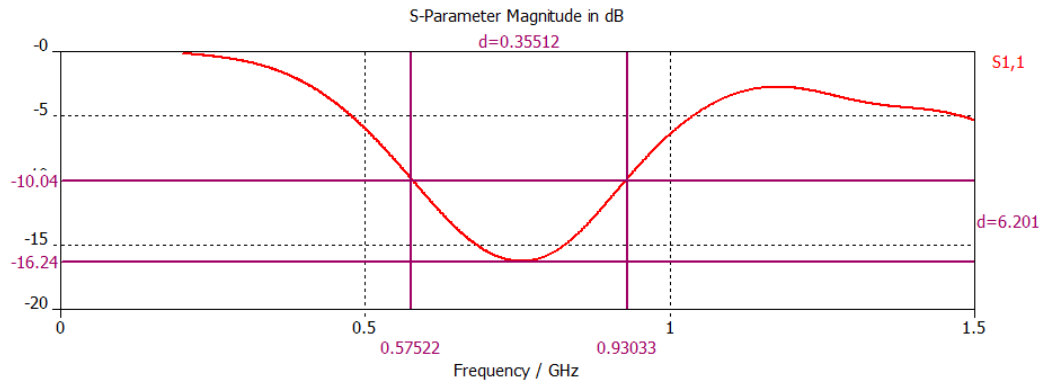
**Tabla 1: Dimensión de las variables del dipolo de banda ancha en CST**

## 4.2 Resultado: adaptación de impedancia

Con las dimensiones descritas anteriormente, la adaptación de impedancia conseguida tiene la frecuencia de resonancia en 750 Mhz, que está aproximadamente en la mitad de la banda de trabajo (470 – 860 Mhz). También se puede observar en la figura 24 que el ancho de banda de este dipolo es considerablemente mayor que el de un dipolo normal, consiguiendo una adaptación por debajo de -10 dBs para un ancho de banda de 360 Mhz que es aproximadamente el ancho de banda con el que se va a trabajar. A continuación se muestra el ancho de banda obtenido para la simulación y el ancho de banda con el que se quiere trabajar.

$$BW_{trabajo} = 860 - 470 = 390 \text{ Mhz}$$

$$BW_{obtenido} = 930 - 570 = 360 \text{ Mhz}$$



**Ilustración 24: Adaptación de impedancia obtenida con CST**

La banda de trabajo está desplazada hacia frecuencias superiores y la adaptación está por debajo de -10 dBs, por lo que para cumplir las especificaciones se deberá corregir esto.

### 4.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados)

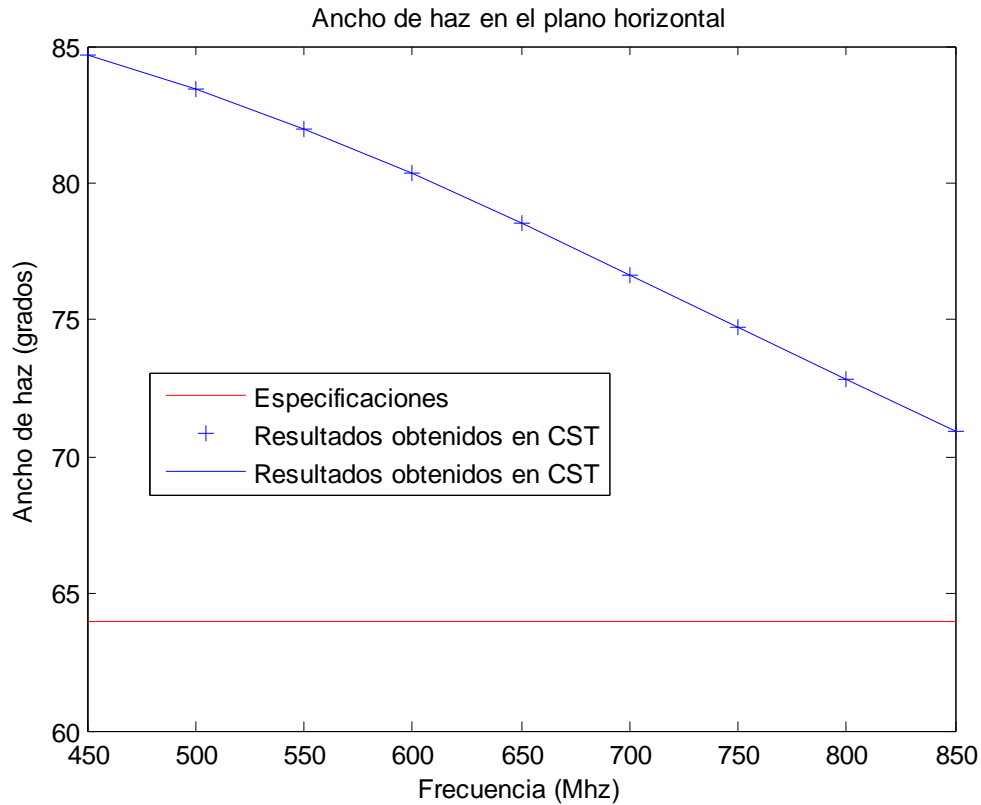
El plano horizontal, es decir, el plano  $\phi = 0$  grados, se mide mirando en el eje theta para qué ángulo de este eje el máximo cae -3 dBs. El cálculo sería el siguiente.

$$\Delta\theta = 2(\theta_{-3dBs} - \theta_{max})$$

**Ecuación 22: Ancho de haz**

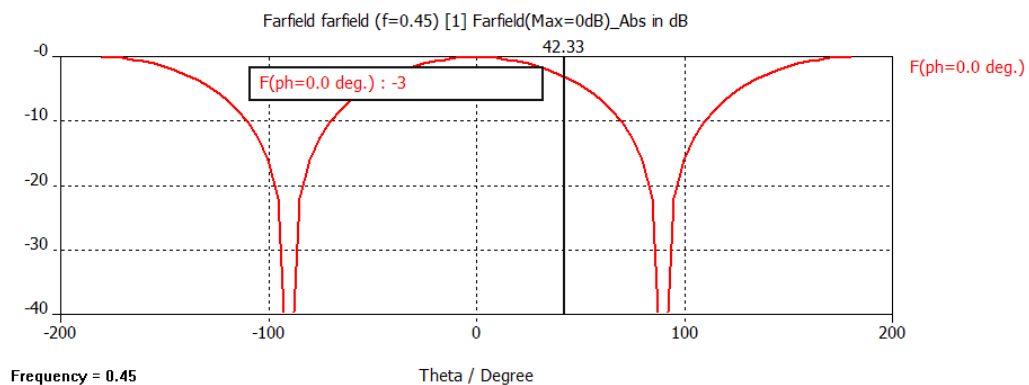
En la figura 25 se puede ver la evolución del ancho de haz a lo largo de la banda de trabajo. En línea roja se muestran las especificaciones que hay que cumplir, no llegando a alcanzar en ningún caso de la banda de trabajo. En este capítulo no alcanzar las especificaciones no es ningún problema ya que se irán metiendo mejoras en la antena para ir consiguiendo los objetivos. Es lógico que el ancho de haz en el plano horizontal sea ancho ya que un dipolo no es una antena muy direccional, por lo que para conseguir que sea más direccional en el siguiente capítulo se incluye un plano de masa a una distancia  $\lambda/4$  de la antena.

Aún así, se puede ver que a medida que la frecuencia aumenta, el ancho de haz se hace más pequeño, estando el ancho para las frecuencias centrales de la banda en torno a los 75 grados.

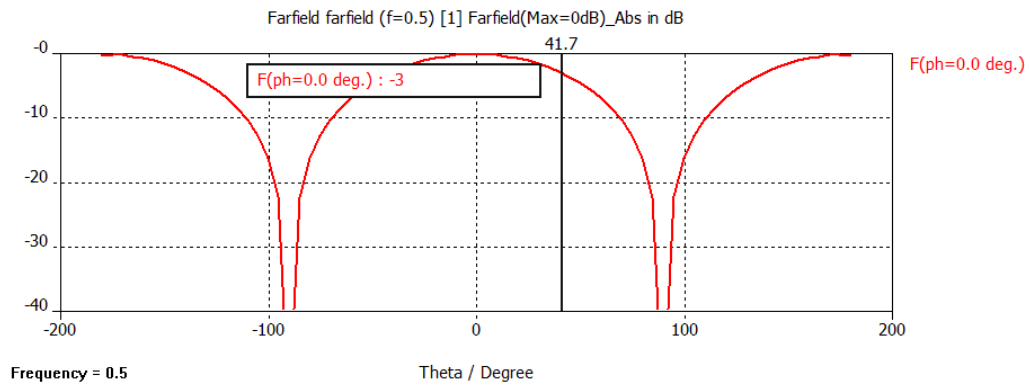


**Ilustración 25: Ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo**

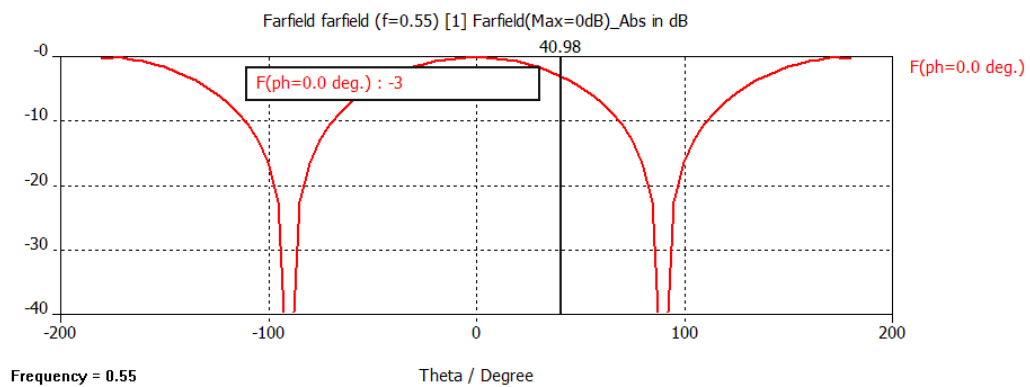
Se muestran los resultados obtenidos en CST para toda la banda de trabajo en la figura siguiente, tomando una muestra cada 50 Mhz. Ya que el resultado obtenido para la adaptación de impedancia el ancho de banda es 570 – 930 Mhz, nos interesa fijarnos en los resultados a partir de 600 Mhz.



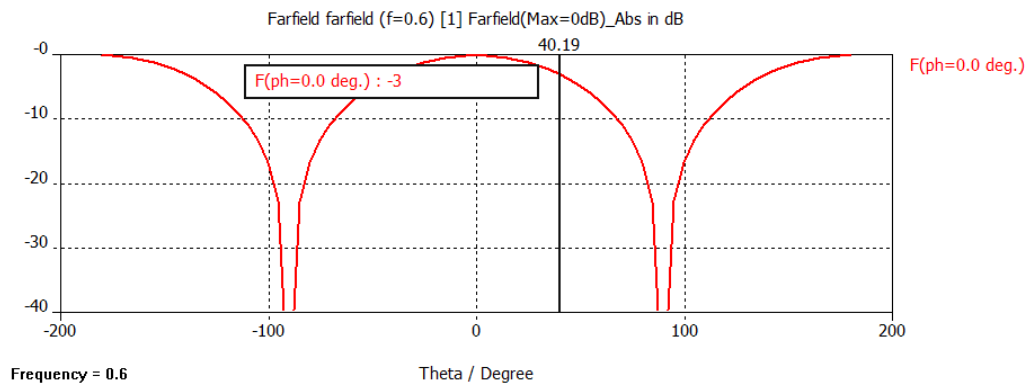
**Ilustración 26: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST**



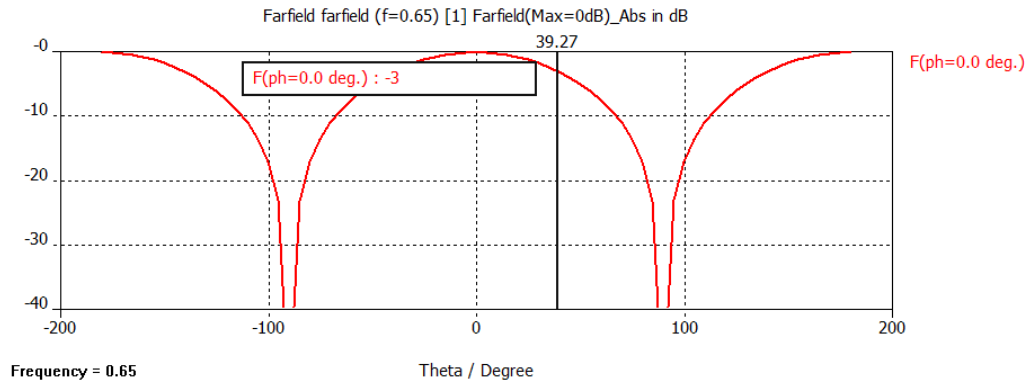
**Ilustración 26: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



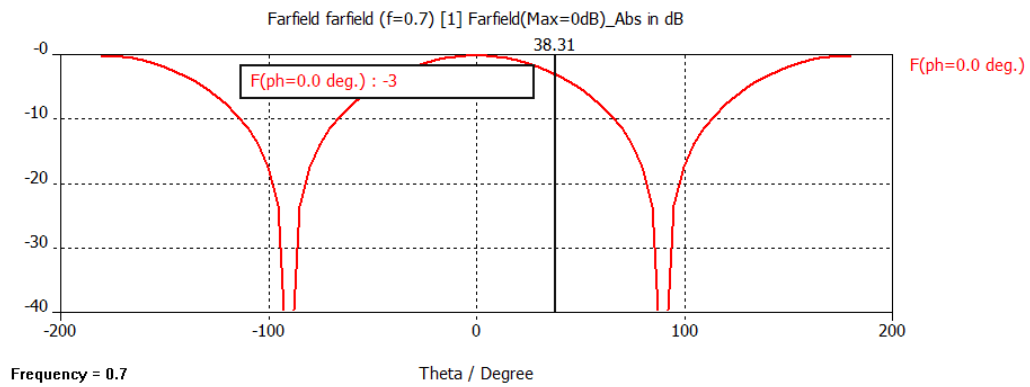
**Ilustración 26: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**



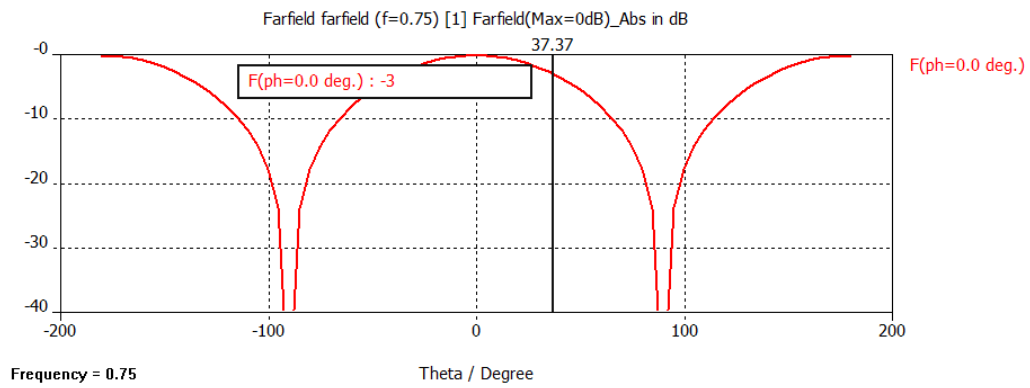
**Ilustración 26: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



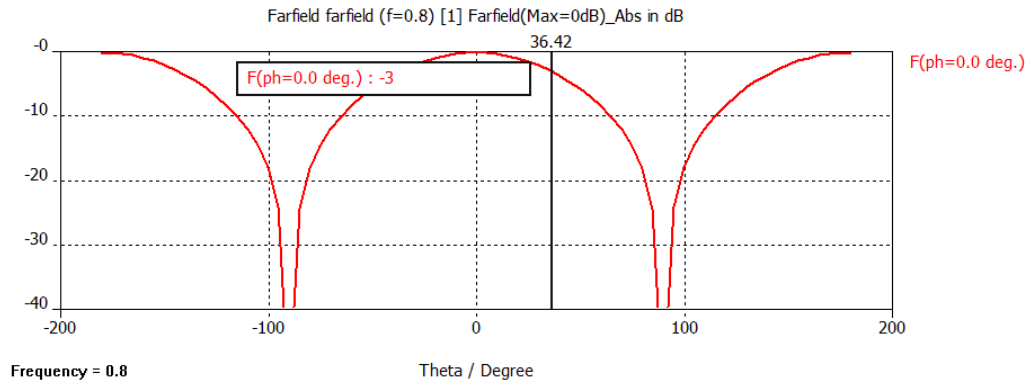
**Ilustración 26: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



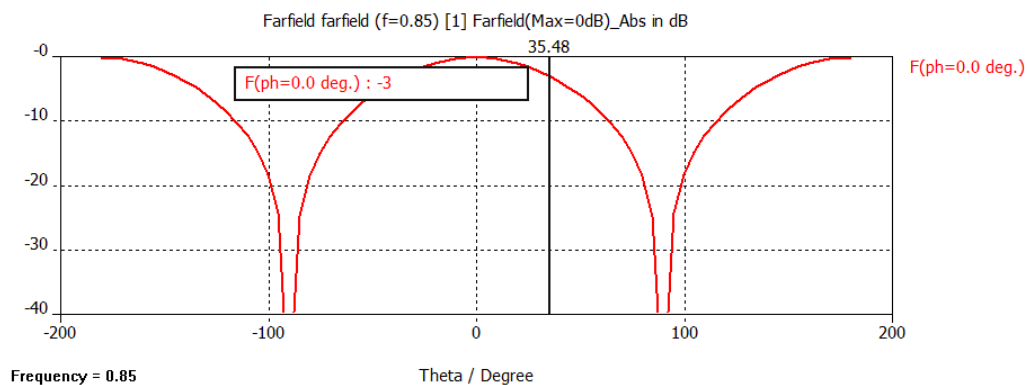
**Ilustración 26: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 26: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 26: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**



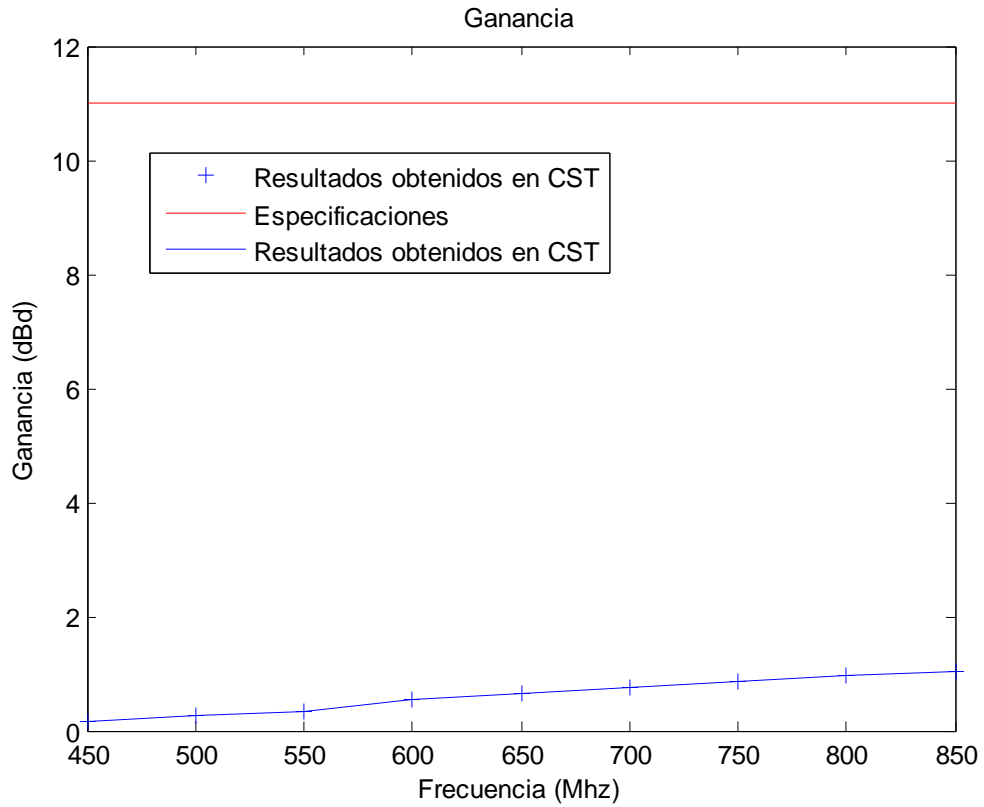
**Ilustración 26: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

#### 4.4 Resultado: diagrama de radiación

En la figura siguiente se muestra la evolución de la ganancia del dipolo en dBd a lo largo de la frecuencia. Esta medida es la ganancia de la antenna con respecto a una antenna dipolo infinitesimal cuya ganancia es de 2.15 dBs. Por lo que si se quiere saber la ganancia de la antenna con respecto a una antenna isotrópica y no un dipolo, se tendría que sumar 2.15 dBs a la ganancia en dBd.

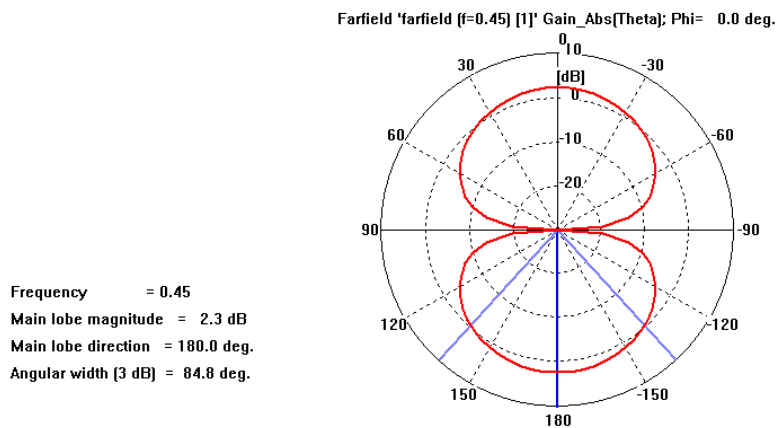
Se puede observar que la ganancia no cumple las especificaciones requeridas, estando en torno a 1 dBd para las frecuencias centrales de la banda de trabajo.

Esto es lógico ya que se trata de un único elemento radiante que no es muy directivo. Igual que en el caso del ancho de haz en el plano horizontal, a medida que aumenta la frecuencia aumentan las prestaciones. Podemos comprobar también que si la antenna se hace más directiva, la ganancia aumenta.



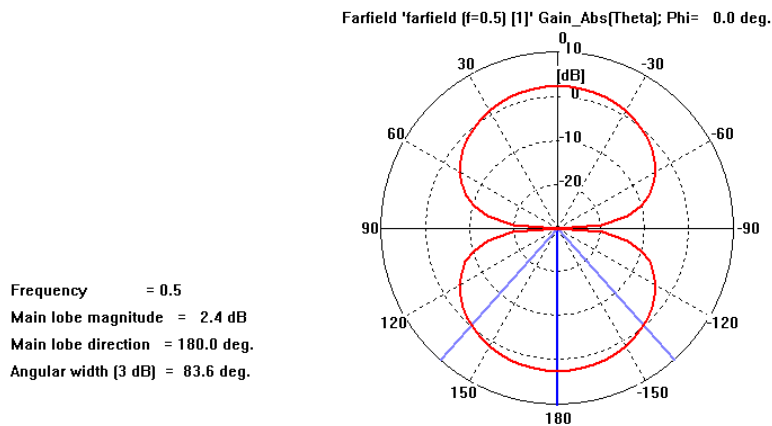
**Ilustración 27: Ganancia en dBd en la banda de trabajo**

En la figura 28 se muestran los resultados obtenidos en CST para el diagrama de radiación en la banda de trabajo, tomando una muestra cada 50 Mhz.

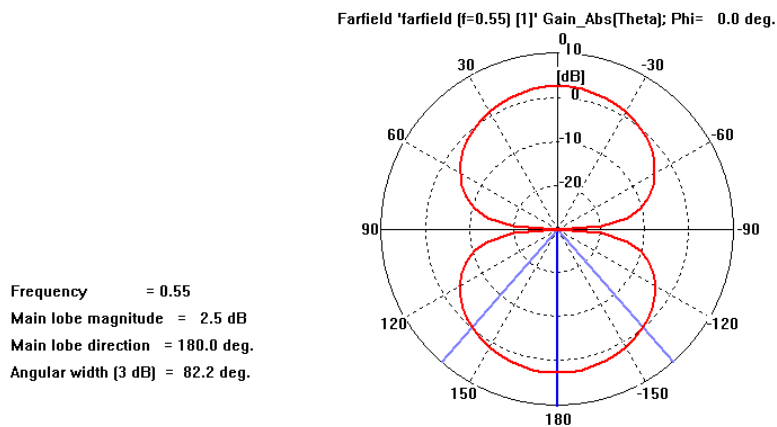


**Ilustración 28: Diagrama de radiación a 450 Mhz**

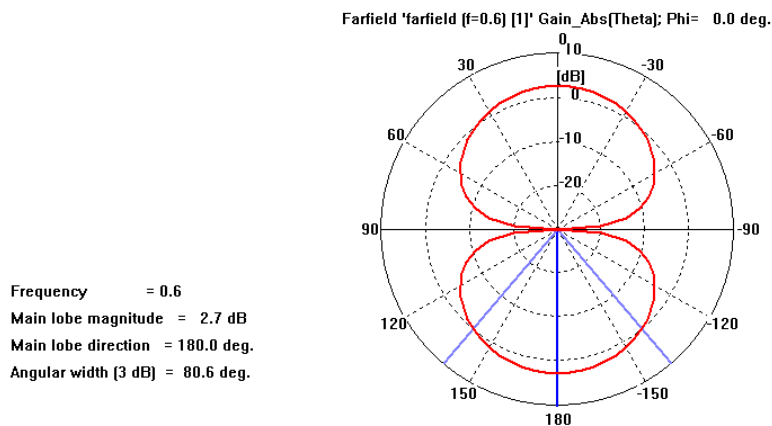




**Ilustración 28: Diagrama de radiación a 500 Mhz**



**Ilustración 28: Diagrama de radiación a 550 Mhz**



**Ilustración 28: Diagrama de radiación a 600 Mhz**

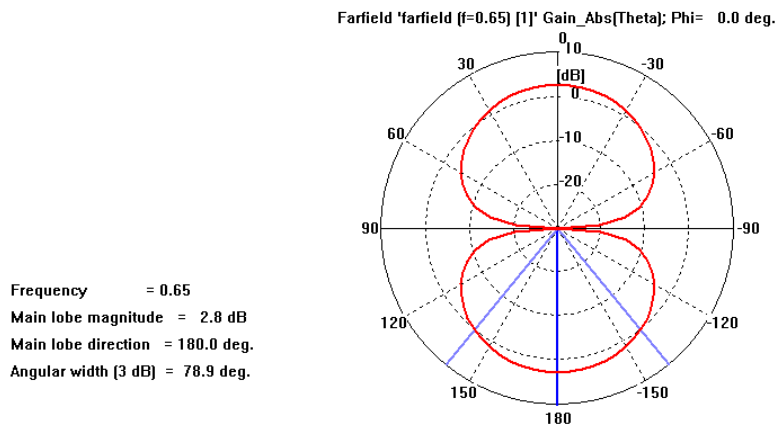


Ilustración 28: Diagrama de radiación a 650 Mhz

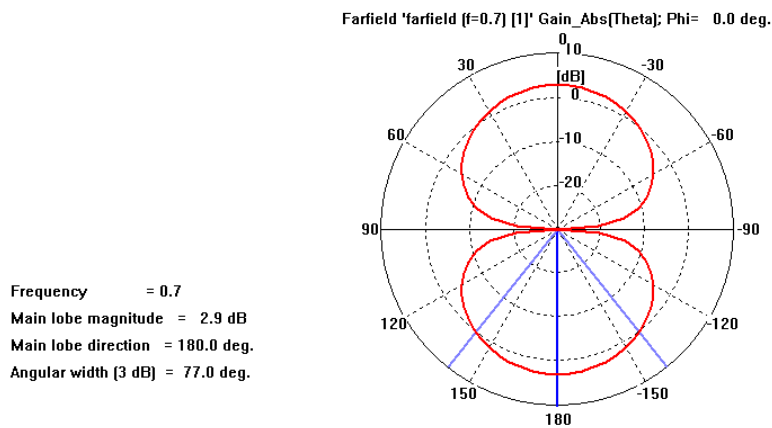


Ilustración 28: Diagrama de radiación a 700 Mhz

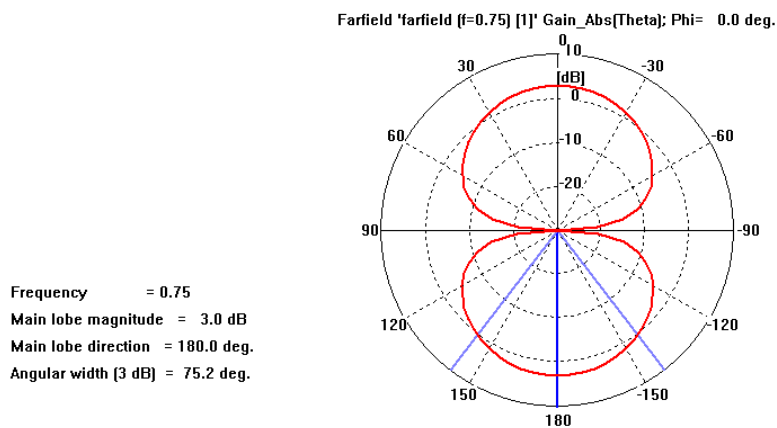


Ilustración 28: Diagrama de radiación a 750 Mhz

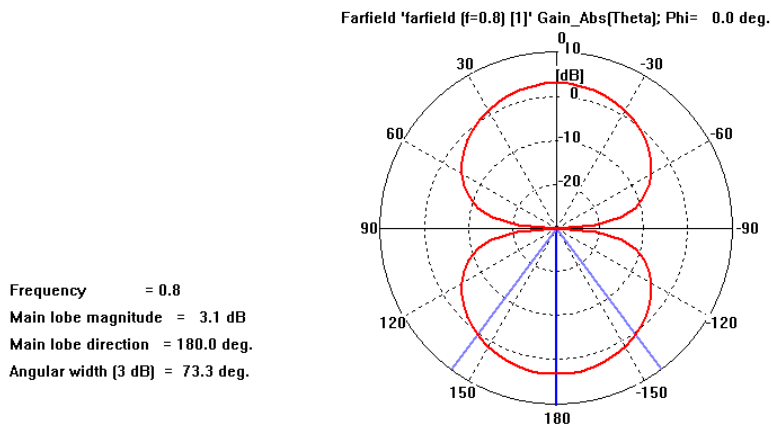


Ilustración 28: Diagrama de radiación a 800 Mhz

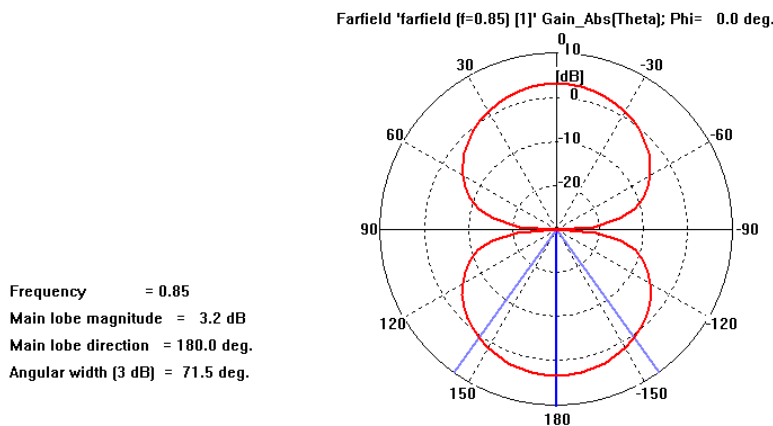


Ilustración 28: Diagrama de radiación a 850 Mhz

## 4.5 Conclusiones

La adaptación de impedancia conseguida está por debajo de -10 dBs en la banda 570 – 930 Mhz, por lo que se puede comprobar que está desplazada hacia frecuencias superiores.

El ancho de haz en el plano horizontal no cumple las especificaciones, estando en torno a los 75 grados a las frecuencias intermedias de la banda de trabajo. A medida que aumenta la frecuencia, el ancho de haz disminuye.

La ganancia está alrededor de 1 dBd, aumentando a medida que aumenta la frecuencia. Se ha podido comprobar que cuánto más directiva es una antena más ganancia tiene. Necesitaremos hacer la antena más directiva con el fin de cumplir las especificaciones tanto de ancho de haz como de ganancia. Para cumplirlas en el siguiente capítulo se implementa una mejora que consiste en colocar un plano de masa a una distancia  $\lambda/4$  de la antena.



## Capítulo 5

### Simulación de dipolo de banda ancha con puerto discreto sobre plano de masa

#### 5.1. Conceptos de antena horizontal sobre plano de masa

Consideramos una antena horizontal como la que se muestra en la figura siguiente una altura  $h$  sobre un plano de masa de extensión infinita. Debido a la presencia del plano, el campo resultante en un punto  $P$  (campo lejano) es el resultado de una onda directa y una onda reflejada desde el plano de masa. Asumiendo que el plano de masa es un conductor perfecto, la componente tangencial del campo eléctrico debe desaparecer en su superficie. Para cumplir esta condición de contorno, la onda reflejada debe sufrir un desfase de  $180^\circ$  en el punto de reflexión.

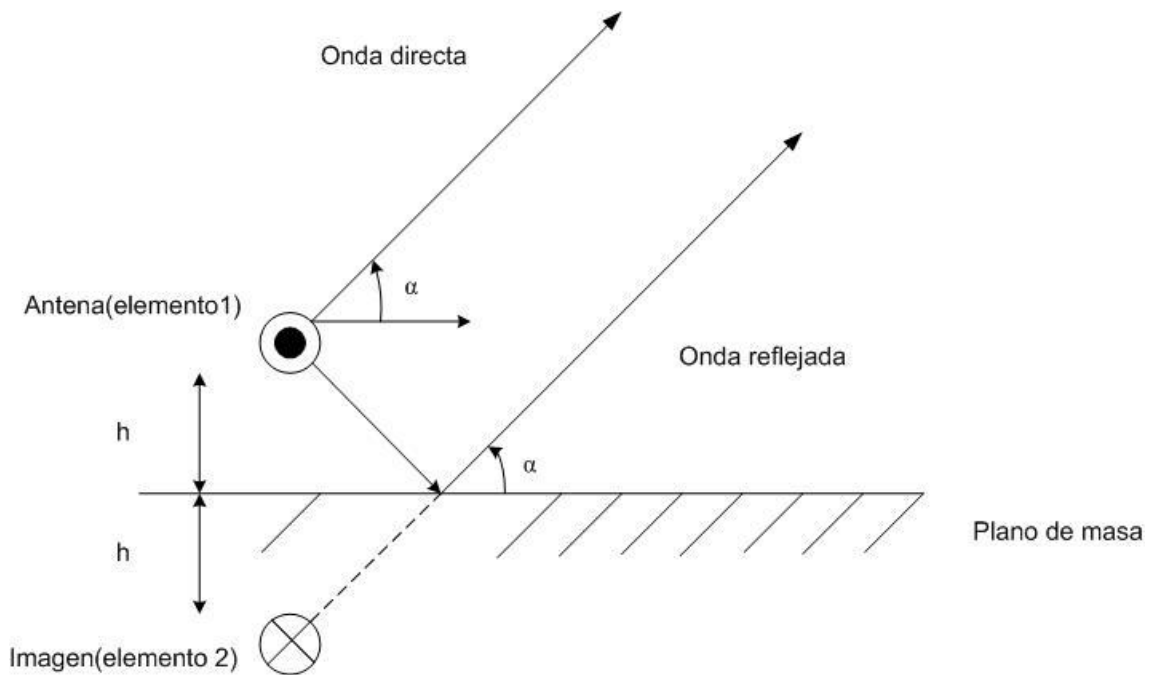
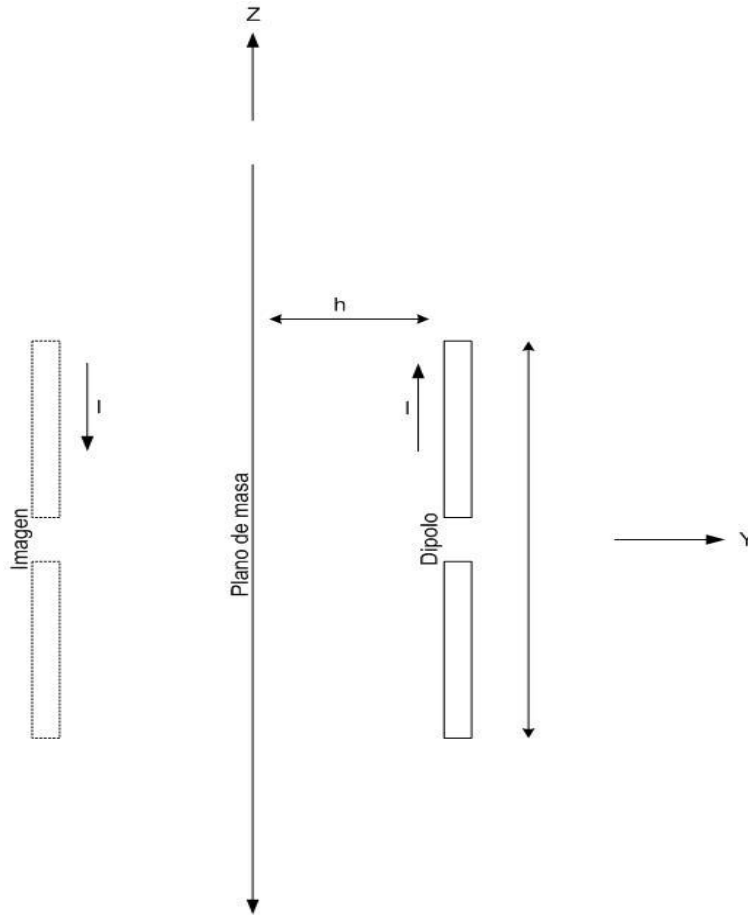


Ilustración 29: Antena sobre plano de masa

Para obtener el campo en el punto  $P$ , es conveniente transformar el problema a partir de la teoría de imágenes. En este método el plano de masa es sustituido por una imagen de la antena situada a una distancia  $h$  por debajo del plano de masa. Adaptando la corriente en la imagen igual en magnitud pero desfasada  $180^\circ$  con respecto a la antena, la condición de que el campo eléctrico tangencial sea cero es conocido por todos los puntos a lo largo de un plano que equidiste de la antena y su imagen. Este es el plano de masa que la imagen sustituye. De esta forma, el problema de una antena horizontal sobre un plano de masa que es conductor perfecto, puede ser transformado en un array de dos elementos.

Ya que el proyecto que se va desarrollar corresponde con un dipolo de banda ancha, se va a pasar a explicar el comportamiento de un dipolo a una distancia  $h$  sobre un plano de masa. Se sabe que el dipolo que se presenta no tiene una densidad de corriente lineal, pero la aproximación explica el comportamiento de esta.

En la figura siguiente la teoría de imágenes es usada para calcular el diagrama de radiación de un dipolo alimentado en el centro y que está a una distancia  $h$  del plano de masa. Si la corriente del dipolo es conocida, la corriente de su imagen será la misma pero en sentido contrario (desfasada  $180^\circ$ ). Un punto en el dipolo se le asigna las coordenadas  $(0, h, z)$  y un punto de la imagen tiene las coordenadas  $(0, -h, z)$ . De esta forma, el diagrama de radiación sería de la forma:



**Ilustración 30: Transformación de antena sobre plano de masa en la teoría de imágenes**

$$\begin{aligned}
 U(\vartheta, \varphi) &= -I \sin \vartheta \int_{-l}^l \sin[k(l - |z|)] e^{jk(h \sin \vartheta \sin \varphi + z \cos \vartheta)} dz \\
 &\quad + I \sin \vartheta \int_{-l}^l \sin[k(l - |z|)] e^{jk(-h \sin \vartheta \sin \varphi + z \cos \vartheta)} dz \\
 &= -2j \sin \vartheta \sin(kh \sin \vartheta \sin \varphi) \int_{-l}^l \sin[k(l - |z|)] e^{jkz \cos \vartheta} dz
 \end{aligned}$$

**Ecuación 23: Desarrollo del diagrama de radiación**

Por lo tanto, se puede ver que el diagrama de radiación de un dipolo sobre un plano de masa, es el diagrama de radiación de un dipolo multiplicado por la expresión  $-2j \sin(kh \sin \vartheta \sin \varphi)$ .

Si tomamos como valor de  $h=\lambda/4$ , el diagrama de radiación en  $\varphi = \pi/2$  y  $\vartheta = \pi/2$  se multiplica por 2, aumentando la ganancia considerablemente.

$$-2j \sin(kh \sin \vartheta \sin \varphi) = -2j \sin\left(\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \frac{\lambda}{4} \sin \pi/2 \sin \pi/2\right) = -2j \sin\left(\frac{\pi}{2}\right)$$

**Ecuación 24: Diagrama de radiación para los valores descritos arriba**

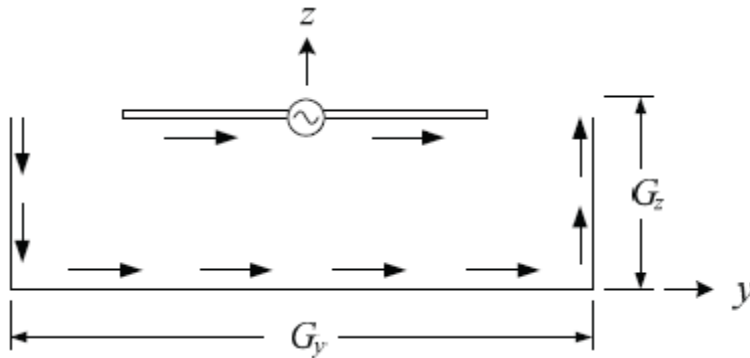
El módulo de la expresión anterior queda entonces:

$$\left| -2j \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) \right| = 2$$

**Ecuación 25: Resultado del diagrama de radiación**

## 5.2. Dipolo de banda ancha sobre plano de masa con secciones transversales en forma de U

A partir de un plano de masa con dos secciones transversales que hacen el plano de masa en forma de U tal y como representa la figura siguiente, se puede encontrar que estas secciones crean una nueva resonancia en una frecuencia alta de la banda de trabajo. Siendo  $f_d$  y  $f_g$ , las frecuencias de resonancia para el dipolo y para el plano de masa en forma de U respectivamente, el ancho de banda se obtiene proveyendo una diferencia adecuada entre las dos frecuencias de resonancia.



**Ilustración 31:** Plano de masa con dos secciones transversales en forma de U

La figura siguiente muestra las corrientes en la antena y en la superficie del plano de masa. La corriente en el dipolo tiene el sentido  $+y$ , excitando la corriente en el plano de masa y sus secciones transversales fluyendo a la vez en la misma dirección como se puede observar. La corriente es causada por el modo de resonancia del plano de masa en forma de U. De esta forma, la ecuación que representa la frecuencia de resonancia que proporciona el plano de masa con sus secciones es la siguiente:

$$G_y + 2G_z = (2n + 1)\lambda_g/2$$

**Ecuación 26:** Ecuación que relaciona el tamaño del plano de masa con la frecuencia de resonancia

Dónde  $n$  es un número natural. El lado de la izquierda de la ecuación representa la longitud total del plano de masa.



### 5.3. Simulación dipolo de banda ancha con plano de masa a $\lambda/4$ alimentado con puerto discreto

La altura  $h$  del elemento radiante sobre el plano de masa corresponde con  $\lambda/4$  con el fin de conseguir la ganancia pedida. Dado que el ancho de banda con el que se está trabajando es amplio, se ha cogido como frecuencia central 600 Mhz, obteniendo la altura siguiente sobre el plano de masa:

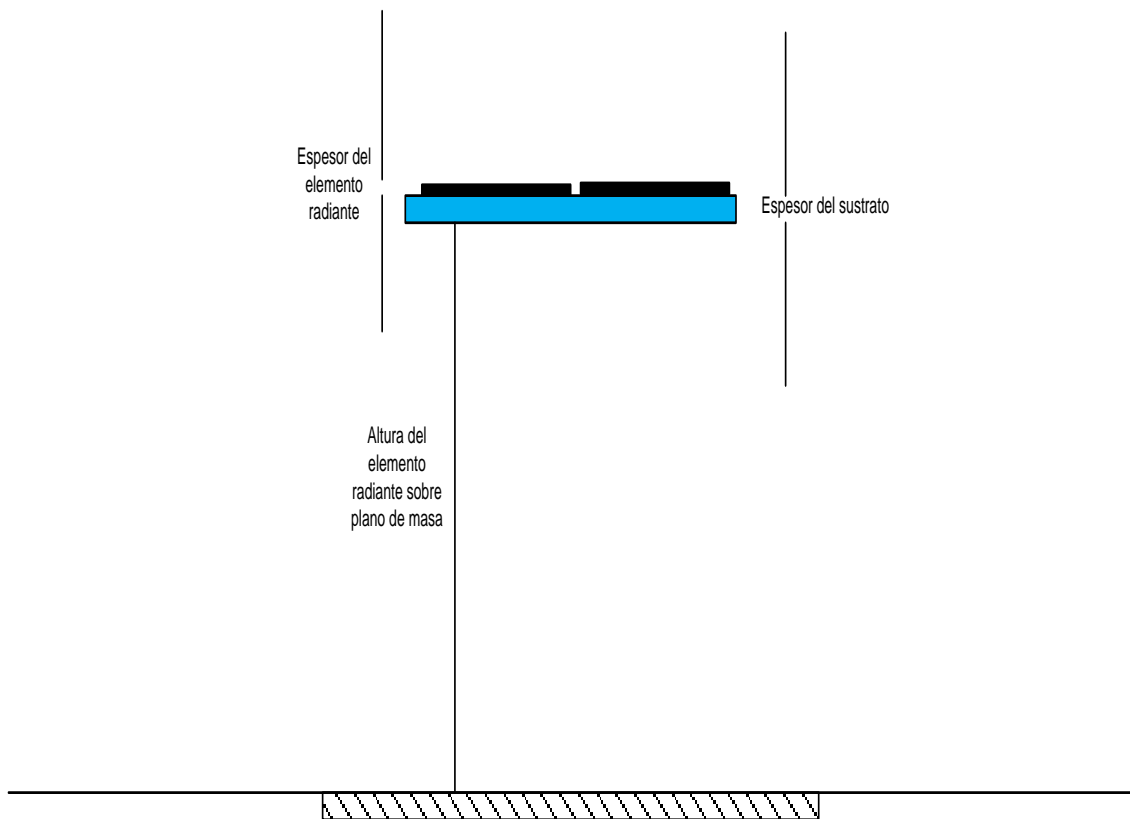
$$h = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} = 125 \text{ mm}$$

**Ecuación 27: Altura del dipolo sobre el plano de masa**

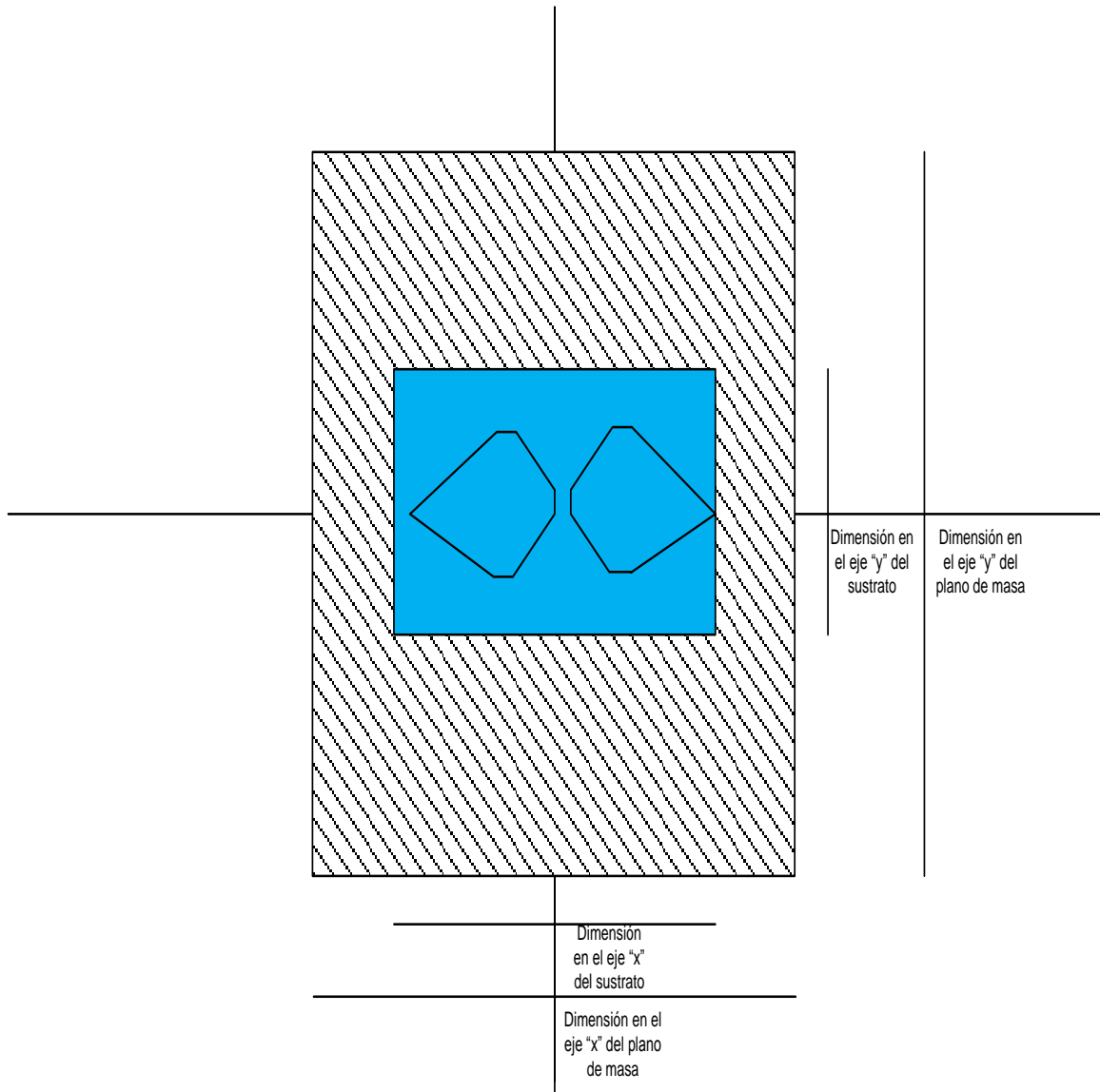
La simulación se empieza realizando con un plano de masa de dimensiones infinitas con el fin de reducir el tiempo de simulación. Una vez optimizada la altura  $h$  y algún parámetro del dipolo, se pasa a simular con un plano de masa de dimensiones finitas.

En este capítulo, la alimentación del dipolo se hará con un puerto discreto para que la simulación sea más rápida y se consiga una optimización de los parámetros de manera más fácil. En el siguiente capítulo se alimenta el dipolo de manera real a partir de un balun.

A continuación se muestra la planta y alzado de la antena que se implementa en CST. El sustrato utilizado ha sido aire, por lo que se puede eliminar este elemento de la antena. El plano de masa tendrá dimensiones finitas, teniendo forma de rectángulo ya que la dimensión en el eje  $x$  no es la misma que en el eje  $y$ .



**Ilustración 32: Alzado de la antena sobre plano de masa**



**Ilustración 33: Planta de la antena sobre plano de masa**

Ya que las dimensiones del plano de masa son distintas en el eje  $x$  que en el eje  $y$ , se van a realizar dos simulaciones distintas según se oriente el dipolo en un eje u otro. Si el dipolo se orienta a lo largo del eje  $x$ , la polarización obtenida es horizontal, mientras que si el dipolo se orienta a lo largo del eje  $y$ , la polarización obtenida es vertical.

### 5.3.1. Simulación polarización horizontal

A continuación se van a mostrar el diseño y los resultados obtenidos en CST para un dipolo a  $\lambda/4$  sobre un plano de masa con polarización horizontal alimentado con puerto discreto.

#### 3.3.1.1 *Diseño y dimensiones*

Como se ha dicho anteriormente, el plano de masa tiene longitud finita y las dimensiones en los ejes  $x$  e  $y$  son distintas. Más concretamente, el eje  $x$  tiene una longitud mayor. En la figura 34 y 35 se puede observar la antena implementada en CST, dónde se puede ver que el dipolo tiene la misma forma que el que se presenta en el capítulo 4. Esto nos permitirá ver las diferencias y las mejoras conseguidas gracias a la implementación del plano de masa.

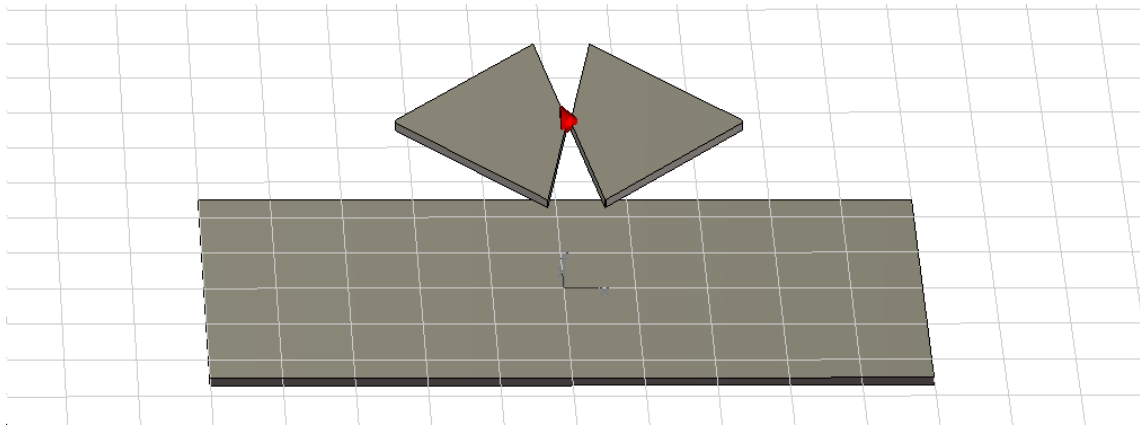


Ilustración 34: Perspectiva del dipolo de banda ancha sobre plano de masa con polarización horizontal en CST

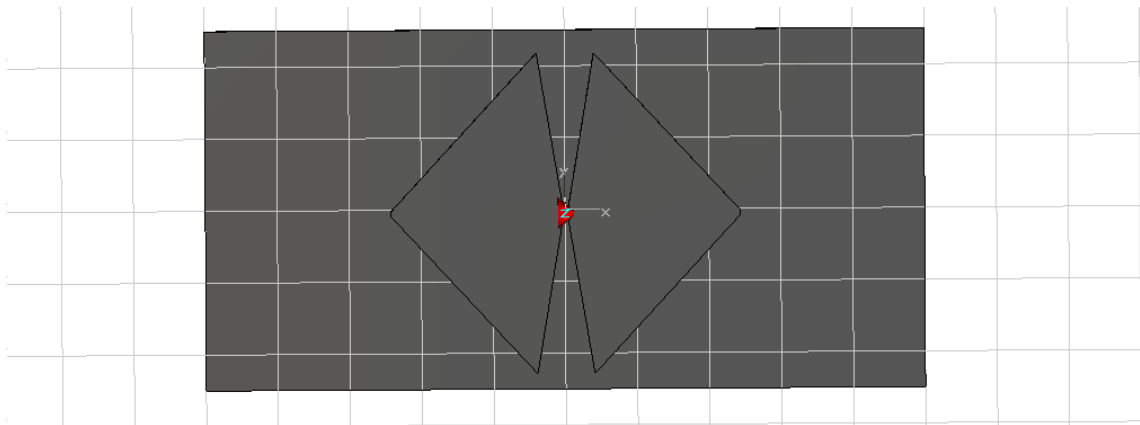


Ilustración 35: Planta del dipolo de banda ancha sobre plano de masa con polarización horizontal en CST

En la tabla 2, se muestran las dimensiones de las variables de la antena utilizadas en CST. Sobre el significado de las variables, son las mismas que las utilizadas en el capítulo 4, incluyendo la altura sobre el plano de masa del elemento radiante ( $h$ ) y las dimensiones del plano de masa (*Plano masa eje  $x$*  y *Plano masa eje  $y$* ).

<b>A1</b>	19.62mm	<b>B1</b>	4mm	<b>gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.23mm	<b>B2</b>	220mm	<b>esp_pec</b>	6mm
<b>A3</b>	120mm	<b>B3</b>	4mm	<b>h</b>	125mm
<b>Plano masa eje x</b>	500mm	<b>Plano masa eje y</b>	300mm		

Tabla 2: Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización horizontal sobre plano de masa en CST

#### 5.3.1.2 Resultado: adaptación de impedancia

El resultado obtenido corresponde como se puede observar aproximadamente en la figura siguiente con una adaptación de -10 dBs en la banda 500 – 880 Mhz, consiguiendo así un ancho de banda de 380 Mhz. Se mejora la adaptación de impedancia con respecto al dipolo sin plano de masa, se aumenta el ancho de banda en 20 Mhz y se desplaza la banda hacia las frecuencias de la banda de trabajo (en el capítulo anterior veíamos que la banda obtenida estaba desplazada hacia frecuencias superiores).

Las especificaciones pedidas corresponden con una adaptación de -23 dBs, acercándonos a ellas pero sin llegar a cumplirlas. Aún así, decir que la adaptación se irá mejorando en capítulos posteriores (por ejemplo, al incluir el balun) y se espera que mejore considerablemente al incluir la red de alimentación. Por esto, se puede decir que el resultado obtenido es el esperado y cumple con el objetivo.

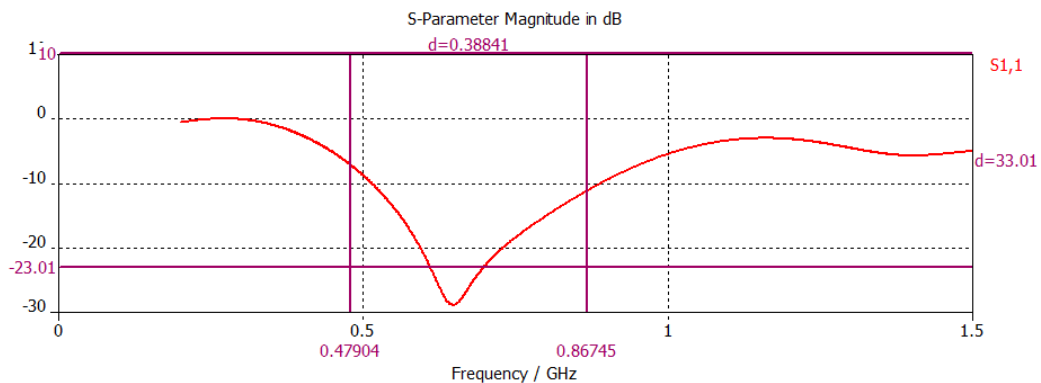


Ilustración 36: Adaptación del dipolo de banda ancha con polarización horizontal sobre plano de masa

### 5.3.1.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados)

En la figura siguiente se observa la evolución del ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo. Los resultados obtenidos cumplen las especificaciones a partir de 550 Mhz, por lo que se mejora considerablemente con respecto al dipolo sin plano de masa como era de esperar. Se ha podido comprobar que al incluir el plano de masa, la antena se hace más directiva y como se podrá ver en el resultado obtenido para el diagrama de radiación, la ganancia también aumenta.

Debido a que es de esperar que en capítulos posteriores, al implementar el array por ejemplo, se mejore la directividad y la ganancia de la antena, podemos decir que se ha conseguido un muy buen resultado en cuanto al ancho de haz en el plano horizontal mejorando las prestaciones de la antena con respecto al capítulo anterior.

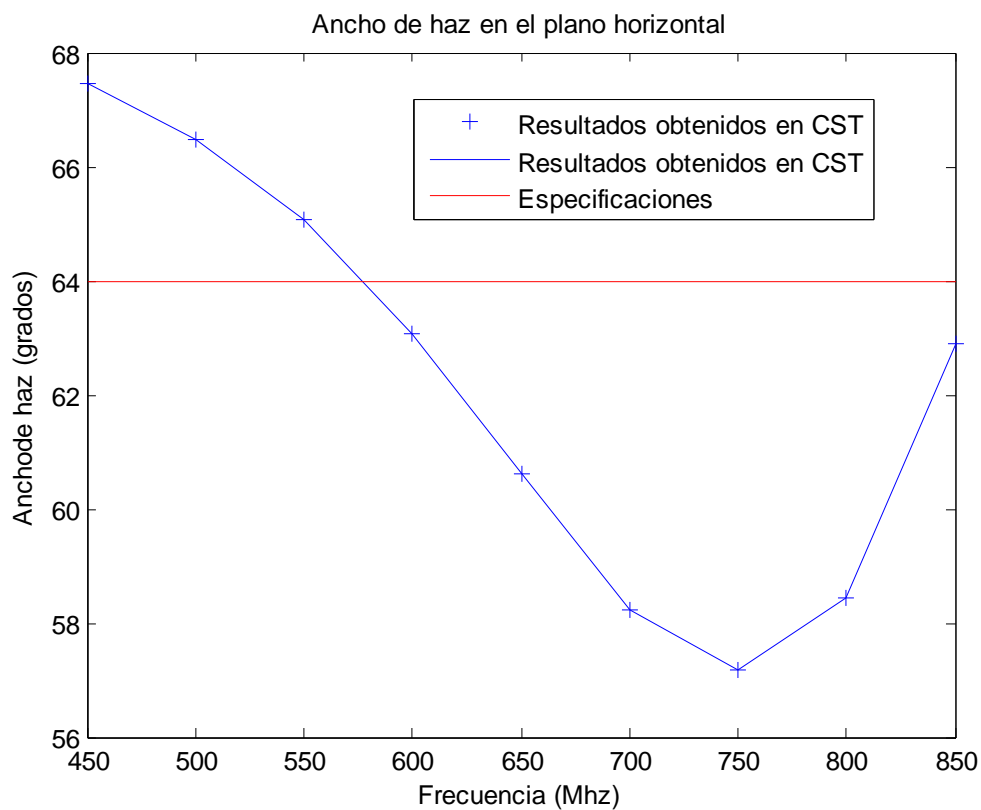
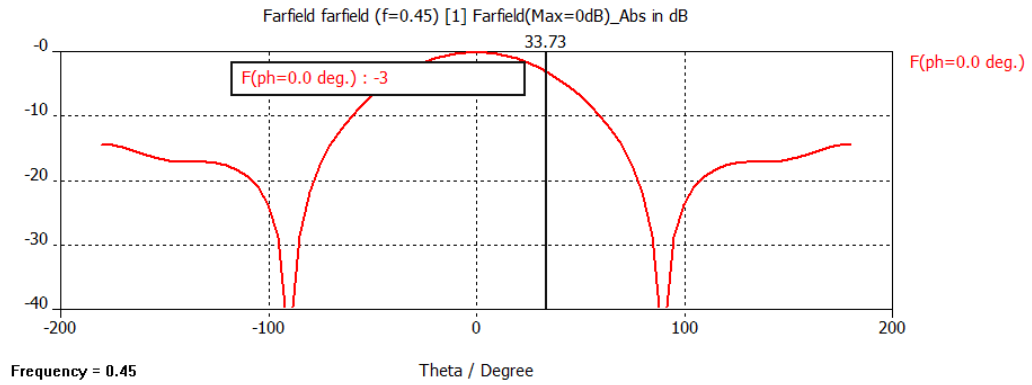
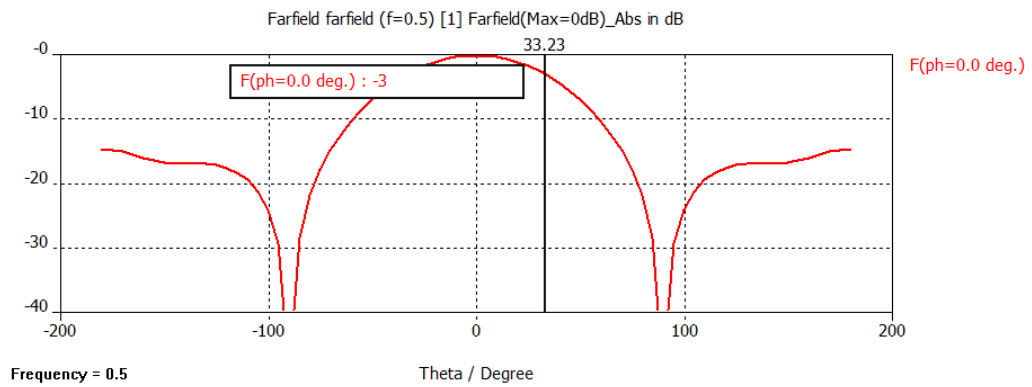


Ilustración 37: Ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo

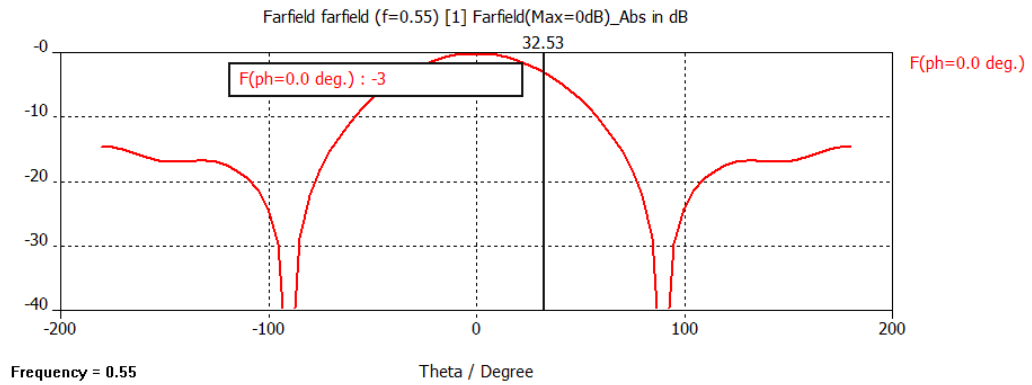
A continuación se muestran los resultados obtenidos en CST del ancho de haz en el plano horizontal para toda la banda de trabajo, tomando muestras cada 50 Mhz.



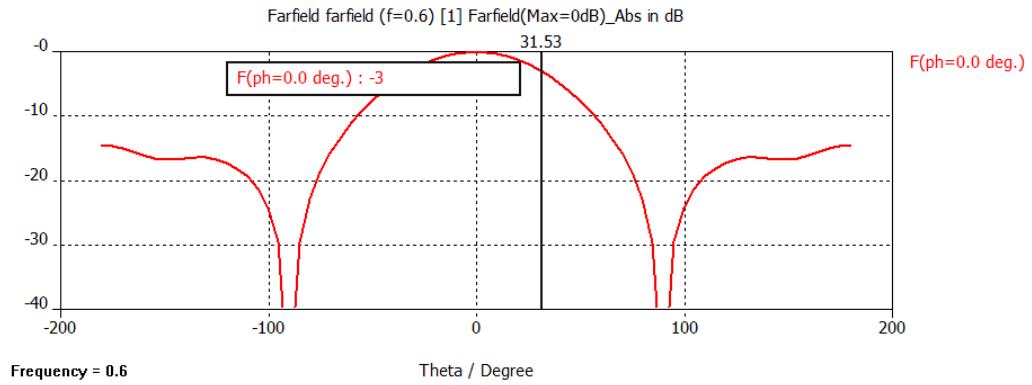
**Ilustración 38: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST**



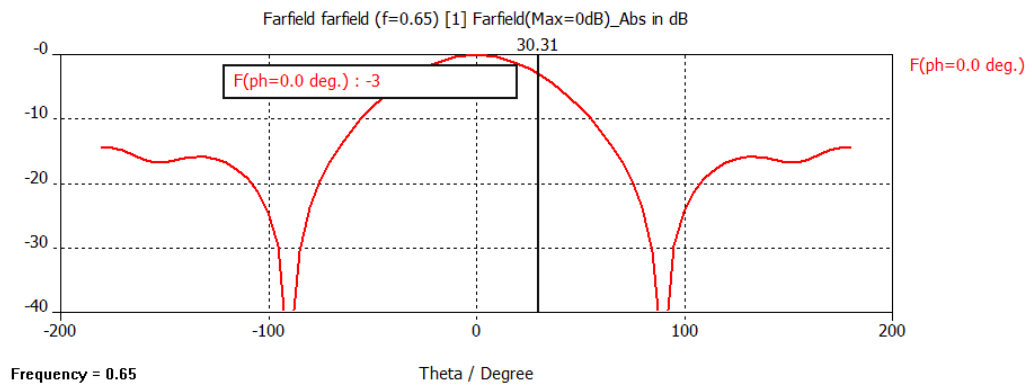
**Ilustración 38: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST**



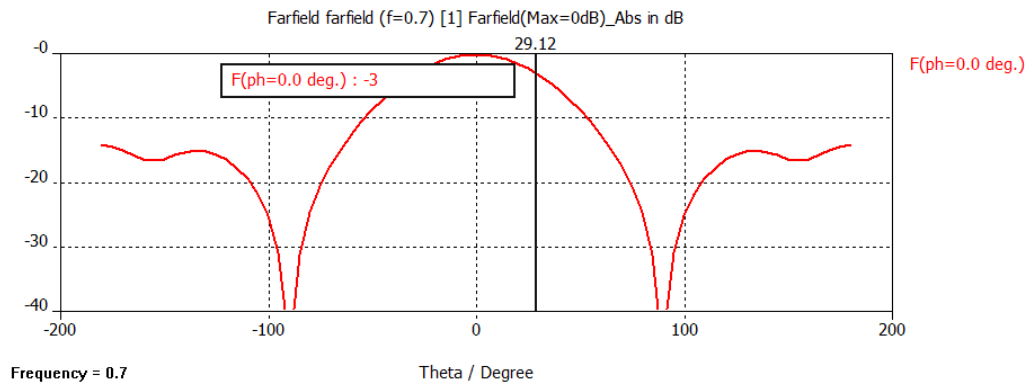
**Ilustración 38: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 38:: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**

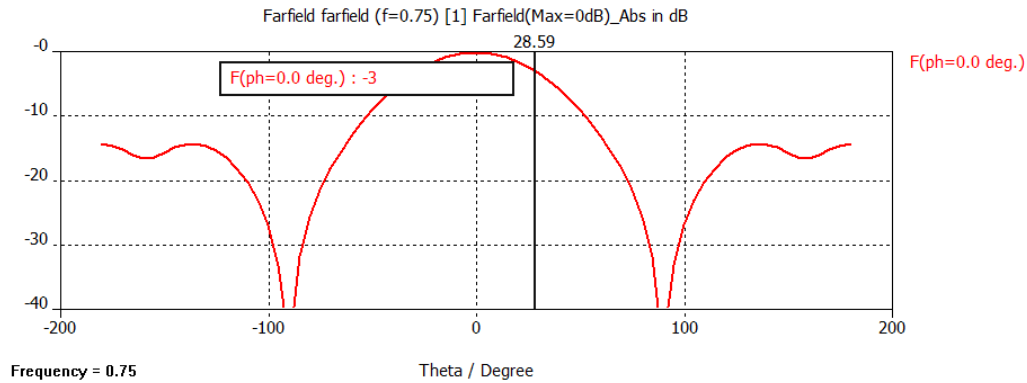


**Ilustración 38: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**

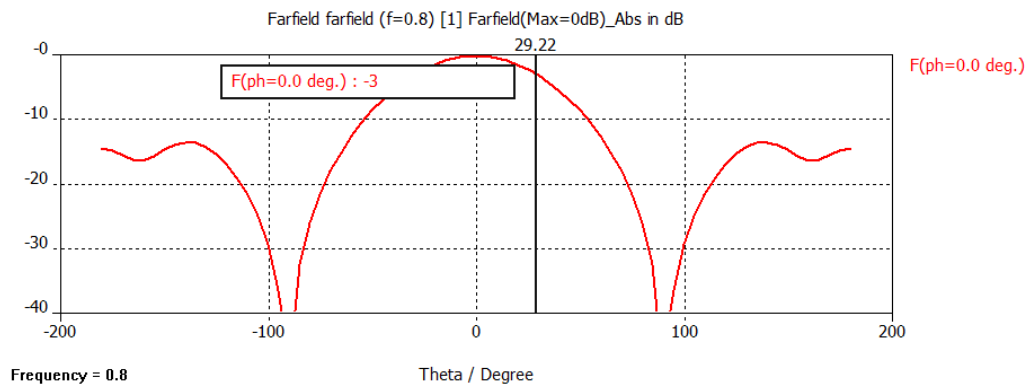


**Ilustración 38: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**

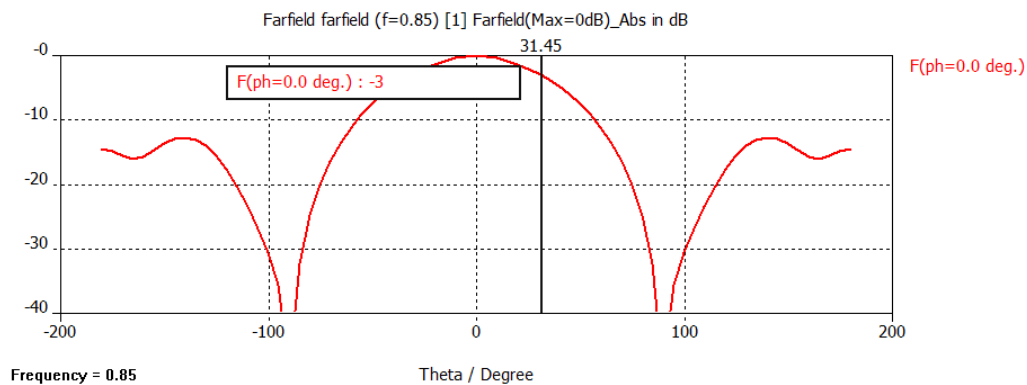




**Ilustración 38: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 38: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 38: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**

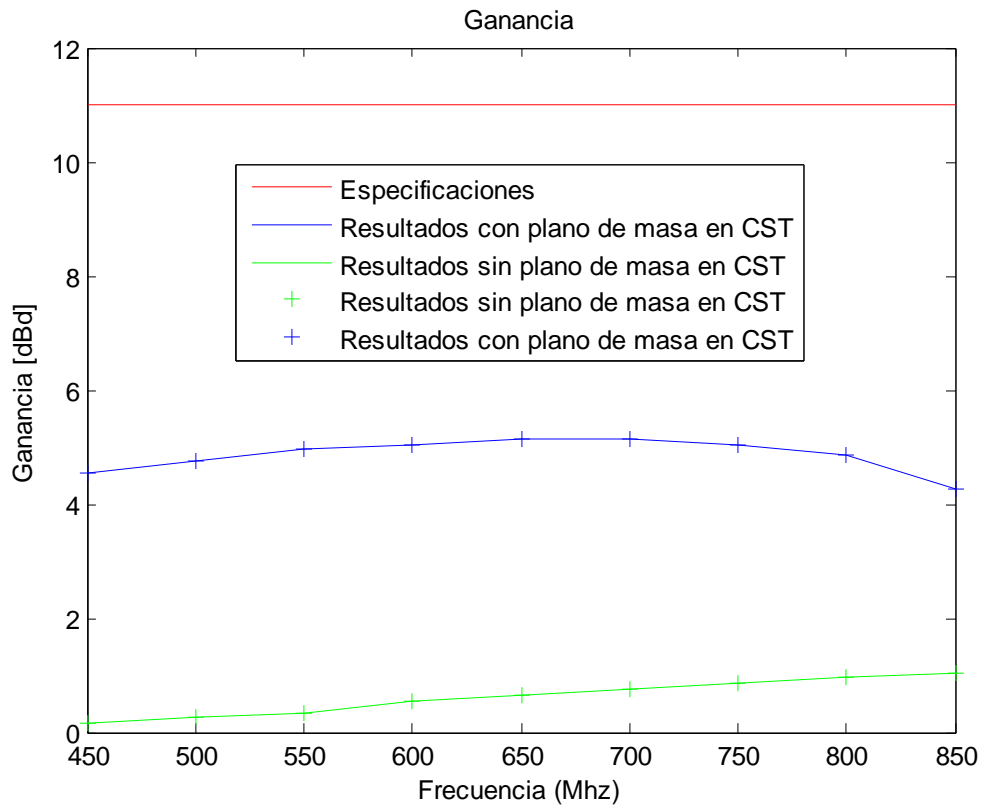
#### 5.3.1.4 Resultado: diagrama de radiación

Los resultados obtenidos en CST que se muestran en la figura 40, muestran de un vistazo que el diagrama es más directivo por lo que podemos empezar a decir que se ha mejorado la ganancia con la implementación del plano de masa.

Se puede ver la ganancia en dBd (ganancia con respecto a una antena dipolo) de forma más concreta en la figura 39, donde la ganancia está en torno a los 5 dBd para toda la

banda de trabajo. En la figura se observa en línea verde los resultados obtenidos para un simple dipolo de banda ancha (capítulo 4) y en línea azul un dipolo de banda ancha sobre un plano de masa, observando una mejora de aproximadamente 4 dBs.

No se ha llegado a cumplir las especificaciones del todo, pero falta por implementar el array con el que se espera conseguir la ganancia pedida en las especificaciones. Debido a que se ha conseguido mejorar considerablemente con respecto al dipolo sin plano de masa, el resultado obtenido se considera muy bueno.



**Ilustración 39: Ganancia en dBd en la banda de trabajo**

A continuación se muestra en la figura 40 los resultados obtenidos del diagrama de radiación obtenidos en CST.

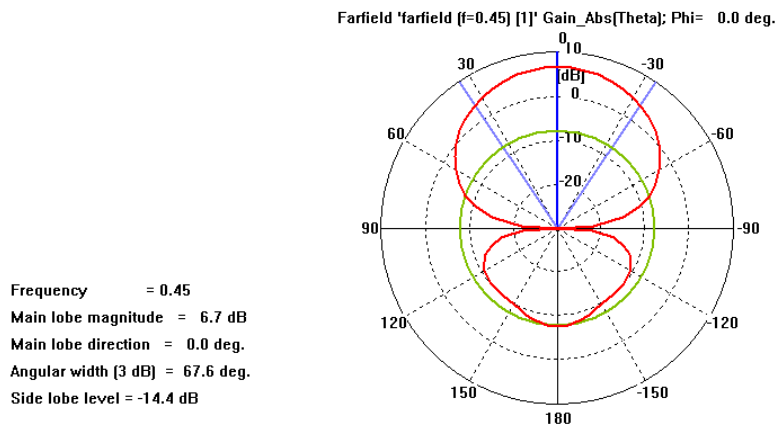


Ilustración 40: Diagrama de radiación a 450 Mhz

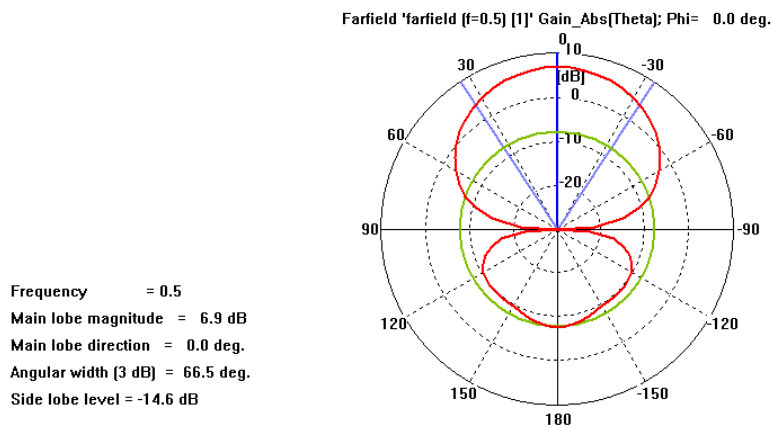


Ilustración 40: Diagrama de radiación a 500 Mhz

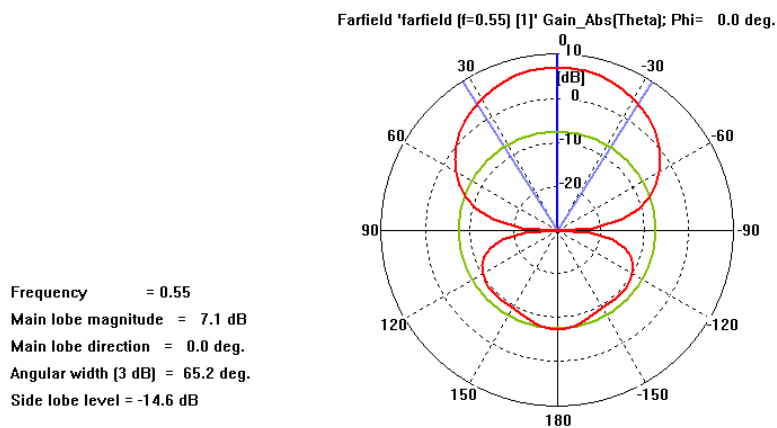


Ilustración 40: Diagrama de radiación a 550 Mhz

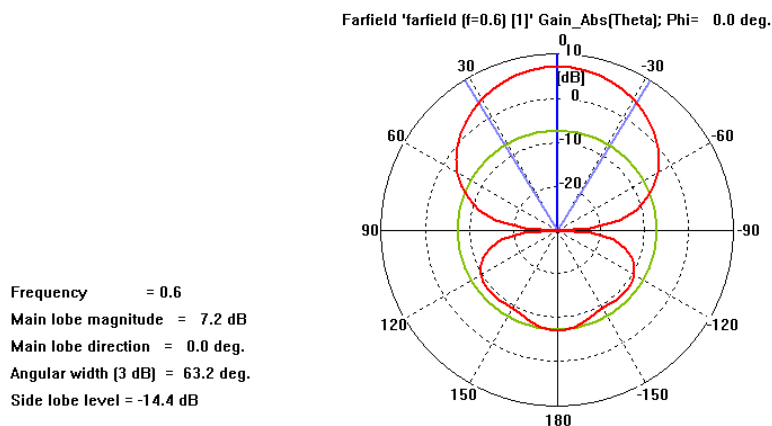


Ilustración 40: Diagrama de radiación a 600 Mhz

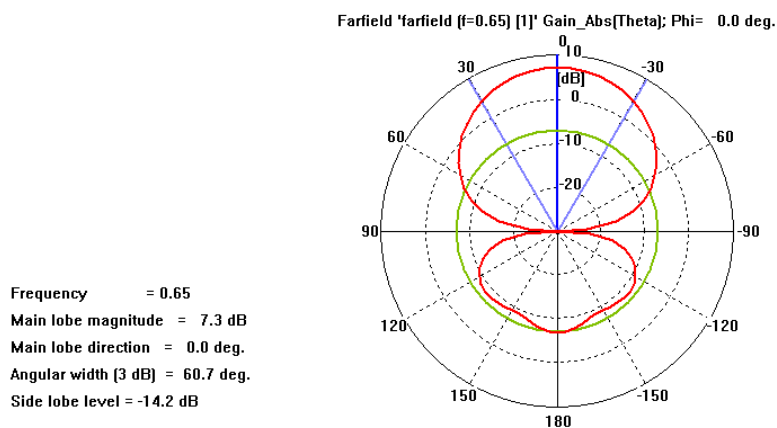


Ilustración 40: Diagrama de radiación a 650 Mhz

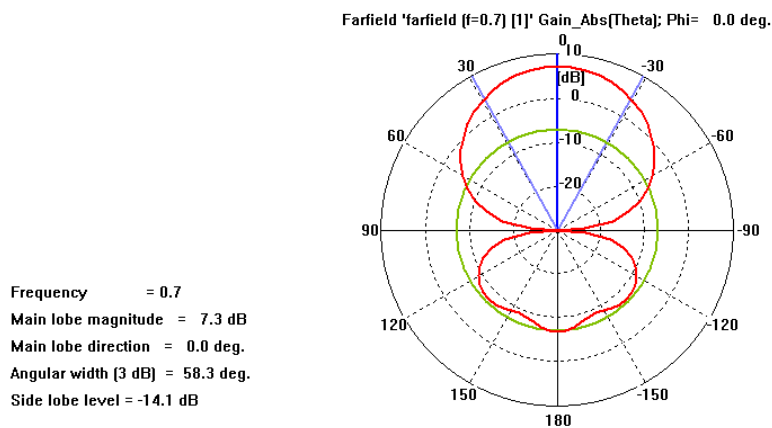


Ilustración 40: Diagrama de radiación a 700 Mhz

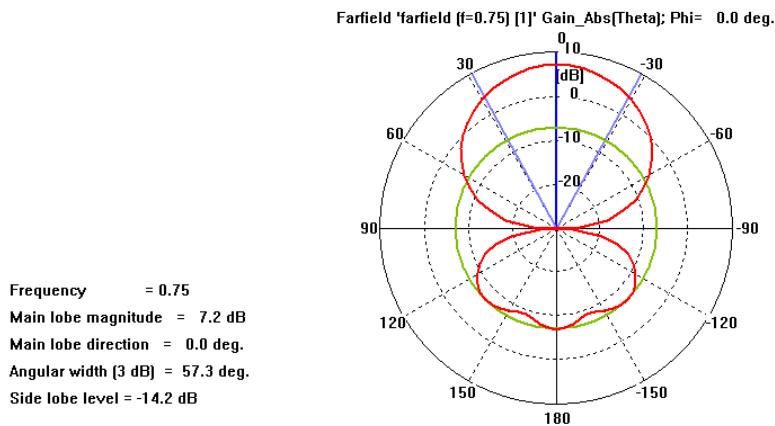


Ilustración 40: Diagrama de radiación a 750 Mhz

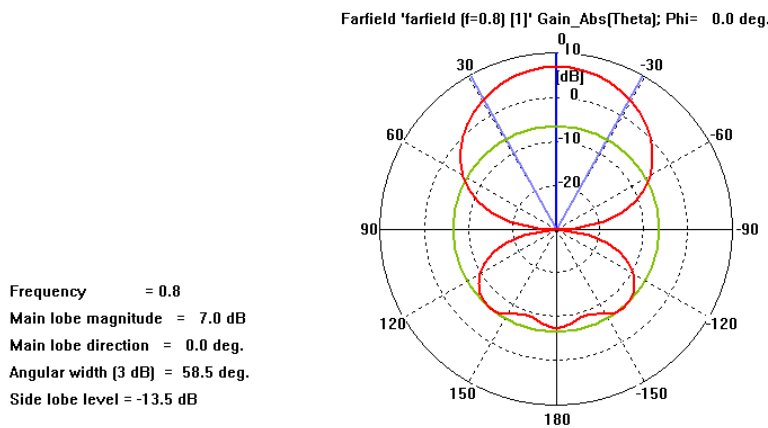


Ilustración 40: Diagrama de radiación a 800 Mhz

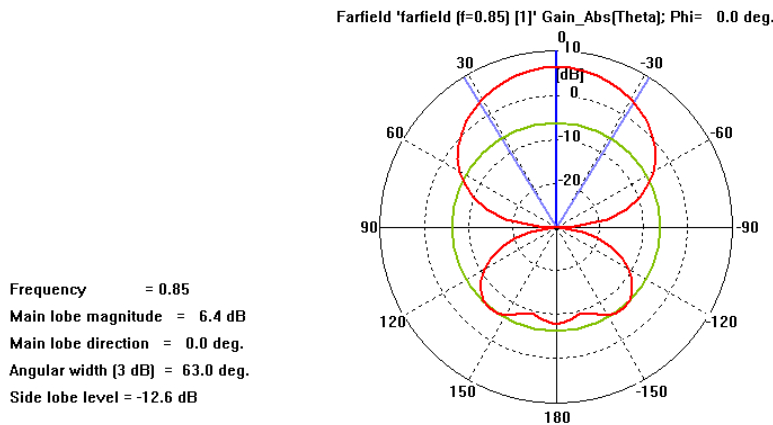


Ilustración 40: Diagrama de radiación a 850 Mhz

### 5.1.3.5 Conclusiones

Las conclusiones a las que se pueden llegar con la implementación del plano de masa, es que gracias a la transformación a partir de la teoría de imágenes de una antena con plano de masa en un array de dos antenas, la antena se hace más directiva y aumenta la ganancia en 4 dBs mejorando las prestaciones de esta. Para el ancho de haz en el plano horizontal, se cumplen las prestaciones en todo el ancho de banda de trabajo, excepto en el rango de frecuencias 470 – 550 Mhz que no se consigue por 3 grados en el peor de

los casos. En cuanto a la ganancia, se obtiene un resultado de 5 dBd aproximadamente, que se espera se mejore hasta alcanzar las especificaciones al implementar el array.

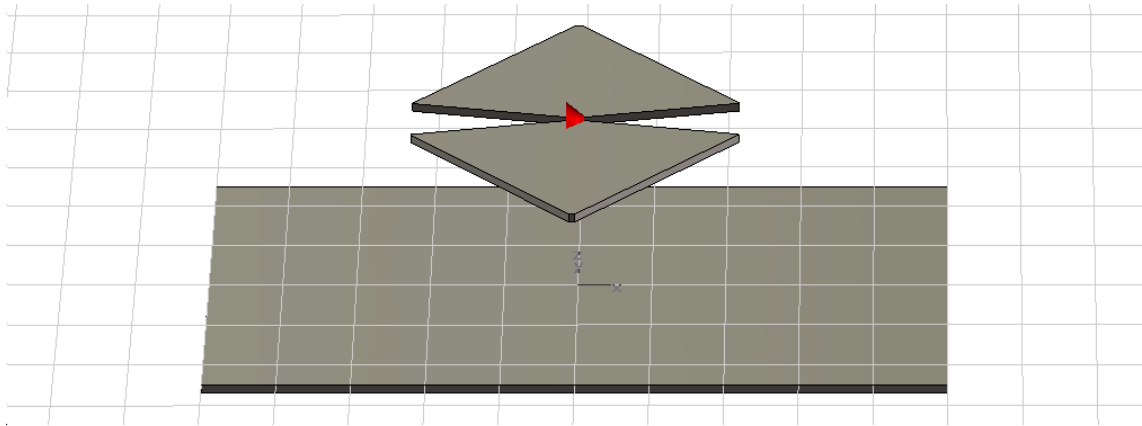
En cuanto a la adaptación, se aumenta el ancho de banda y se desplaza hacia frecuencias inferiores, corrigiendo así los problemas encontrados en el capítulo anterior. Las especificaciones no se cumplen, pero se espera se mejoren con la implementación del balun en lugar del puerto discreto y con la red de alimentación.

### 5.3.2. Simulación polarización vertical

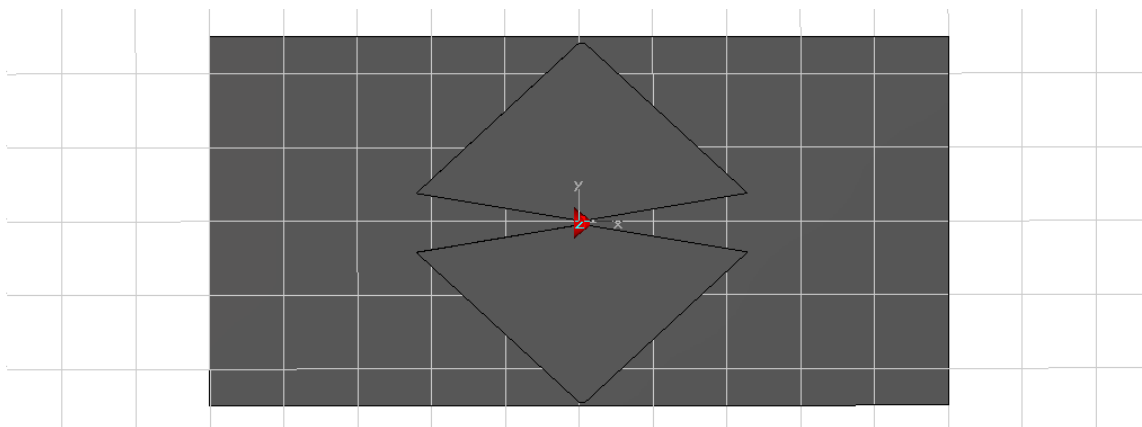
A continuación se van a mostrar el diseño y los resultados obtenidos en CST para un dipolo a  $\lambda/4$  sobre un plano de masa con polarización vertical alimentado con puerto discreto.

#### 5.3.2.1 *Diseño y dimensiones*

Como se ha dicho anteriormente, el plano de masa tiene longitud finita y las dimensiones en los ejes  $x$  e  $y$  son distintas. En la figura 41 y 42 se puede observar la antena implementada en CST. , donde se puede ver que a diferencia de la polarización horizontal, el dipolo está orientado a lo largo del eje  $y$ . En este mismo eje, la dimensión del plano de masa es menor, por lo que los resultados serán peores que en el caso de la polarización horizontal. Esto se debe a que se aleja todavía más del caso ideal (plano de masa de dimensiones infinitas).



**Ilustración 41:** Perspectiva del dipolo de banda ancha sobre plano de masa con polarización vertical



**Ilustración 42:** Planta del dipolo de banda ancha sobre plano de masa con polarización vertical

En la tabla 3, se muestran las dimensiones de las variables de la antena utilizadas en CST. Sobre el significado de las variables, son las mismas que las utilizadas en el

capítulo 4, incluyendo la altura sobre el plano de masa del elemento radiante ( $h$ ) y las dimensiones del plano de masa (*Plano masa eje x* y *Plano masa eje y*).

<b>A1</b>	19.62mm	<b>B1</b>	4mm	<b>gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.23mm	<b>B2</b>	220mm	<b>esp_pec</b>	6mm
<b>A3</b>	120mm	<b>B3</b>	4mm	<b>h</b>	125mm
<b>Plano masa eje x</b>	500mm	<b>Plano masa eje y</b>	300mm		

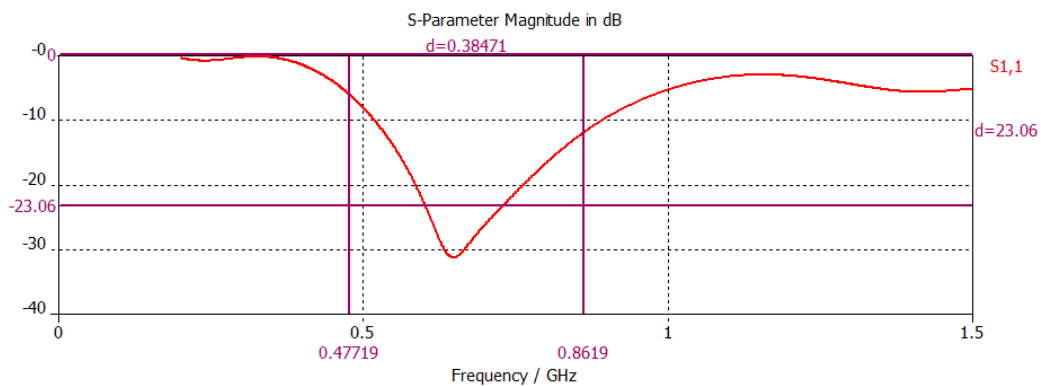
**Tabla 3:** Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización vertical sobre plano de masa en CST

### 5.3.2.2 *Resultado: adaptación de impedancia*

El resultado obtenido corresponde como se puede observar aproximadamente en la figura siguiente con una adaptación de -10 dBs en la banda 500 – 880 Mhz, consiguiendo así un ancho de banda de 380 Mhz. Se mejora la adaptación de impedancia con respecto al dipolo sin plano de masa, se aumenta el ancho de banda en 20 Mhz y se desplaza la banda hacia las frecuencias de la banda de trabajo (en el capítulo anterior veíamos que la banda obtenida estaba desplazada hacia frecuencias superiores).

No se encuentran grandes diferencias entre la polarización horizontal y vertical en la adaptación de impedancia por lo que se dice que las dimensiones del plano de masa son independientes a la hora de adaptar la antena.

Las especificaciones pedidas corresponden con una adaptación de -23 dBs, acercándonos a ellas pero sin llegar a cumplirlas. Aún así, decir que la adaptación se irá mejorando en capítulos posteriores (por ejemplo, al incluir el balun) y se espera que mejore considerablemente al incluir la red de alimentación. Por esto, se puede decir que el resultado obtenido es el esperado y cumple con el objetivo.



**Ilustración 43:** Adaptación del dipolo de banda ancha con polarización vertical sobre plano de masa



### 5.3.2.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados)

En la figura siguiente se observa la evolución del ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo. En el caso de la polarización vertical el ancho de haz no es sólo peor que en el caso de la polarización vertical, sino que se empeora con respecto al resultado obtenido en el capítulo 4 dónde no había plano de masa. Ya que las dimensiones del plano de masa no se pueden modificar por ser una limitación impuesta por el proyecto, el mejor resultado que se puede obtener es el que se muestra. Se espera que mejore con la implementación del array.

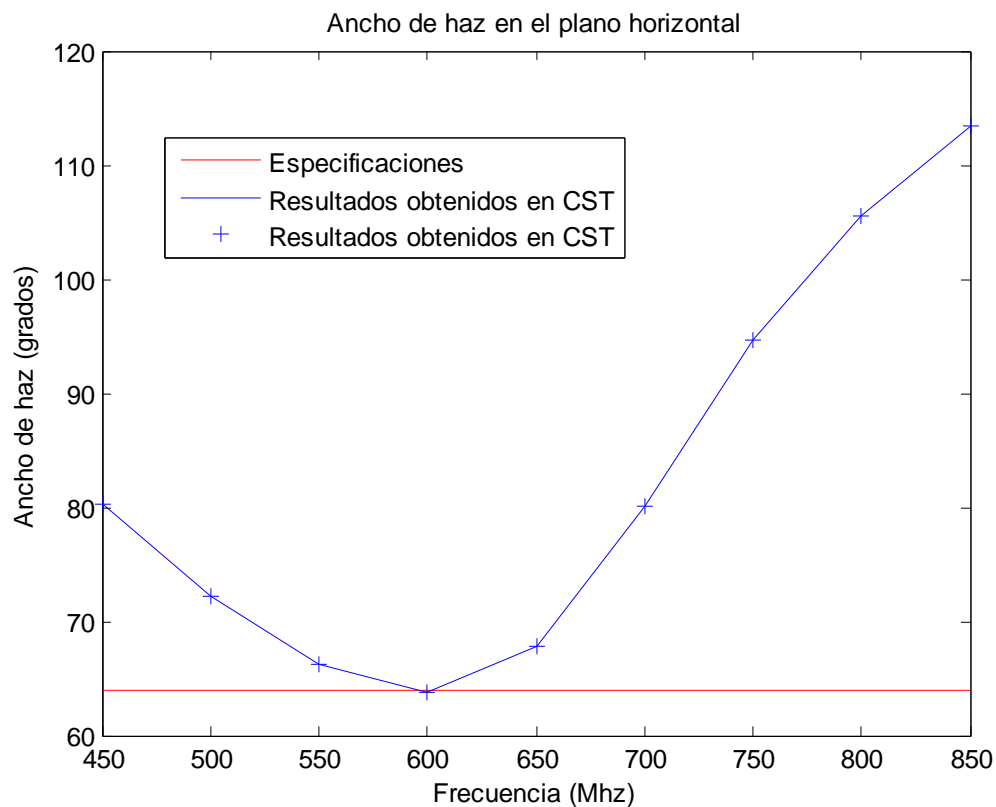
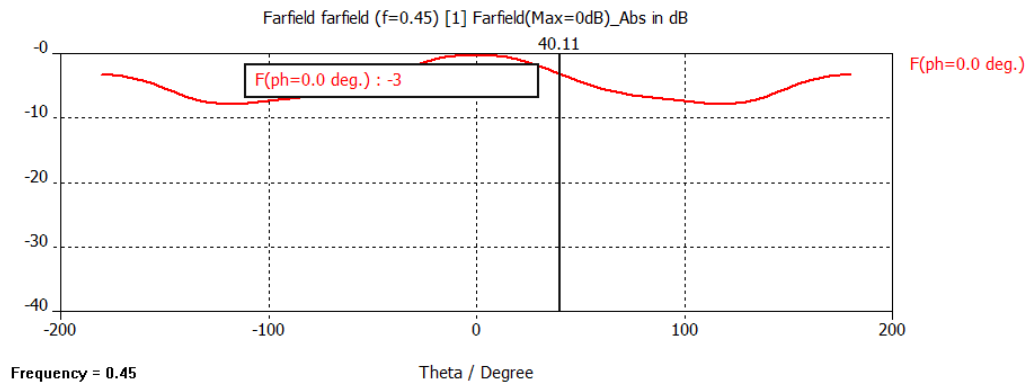
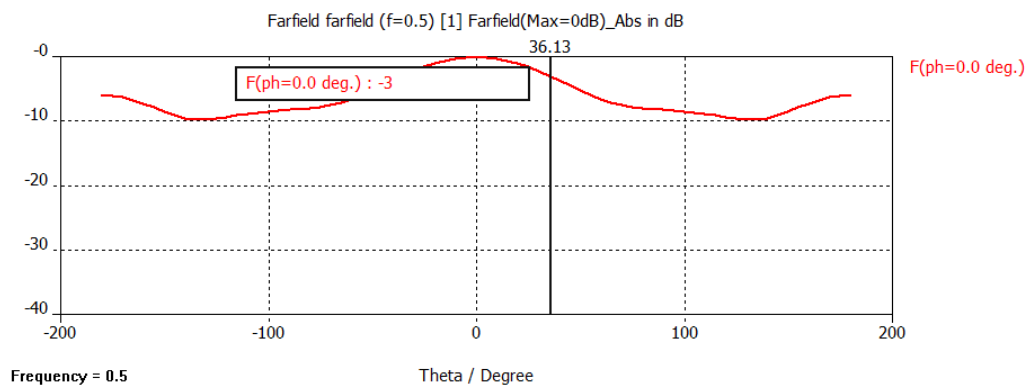


Ilustración 44: Ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo

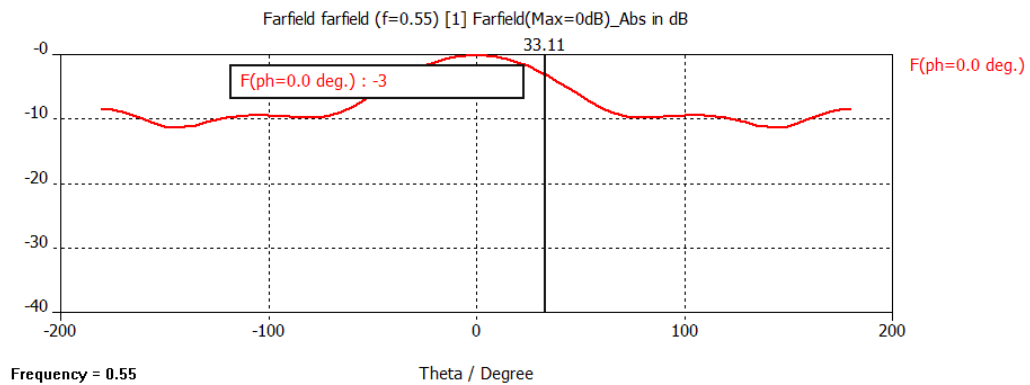
El resultado obtenido en CST del ancho de haz en el plano horizontal para toda la banda de trabajo, tomando muestras cada 50 Mhz, se muestra en la figura 45.



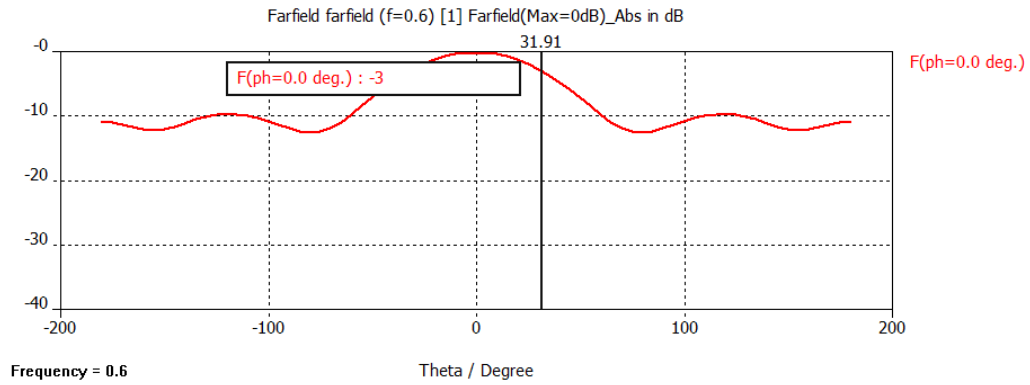
**Ilustración 45: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST**



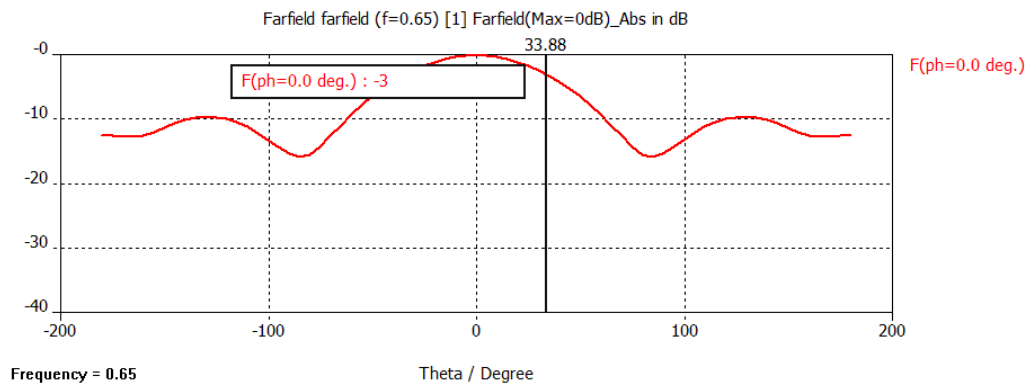
**Ilustración 45: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



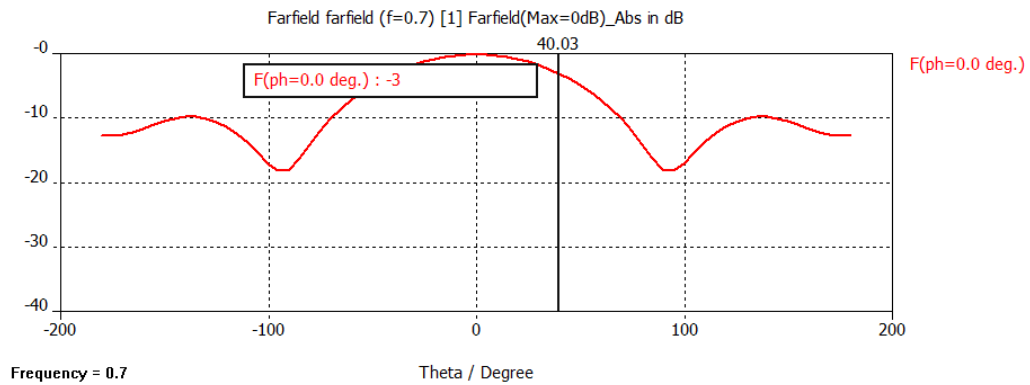
**Ilustración 45: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**



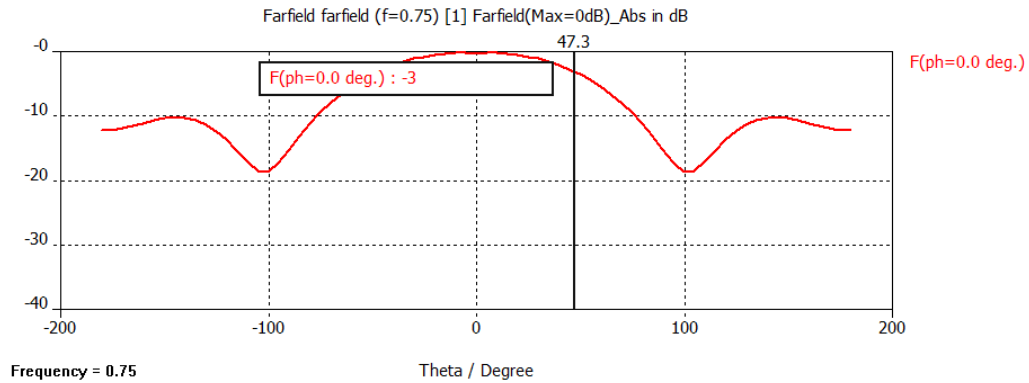
**Ilustración 45: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



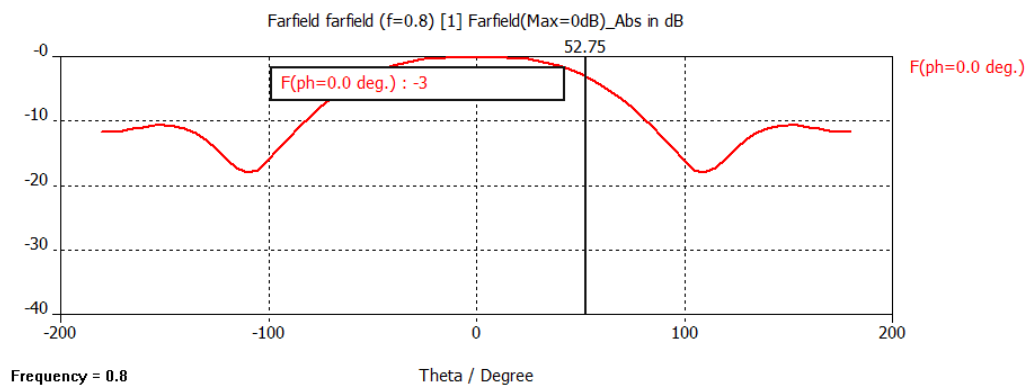
**Ilustración 45: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



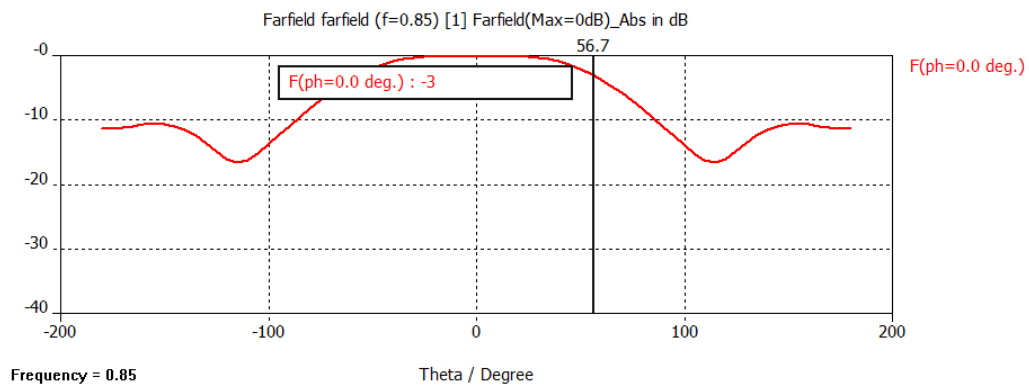
**Ilustración 45: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 45: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 45: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**

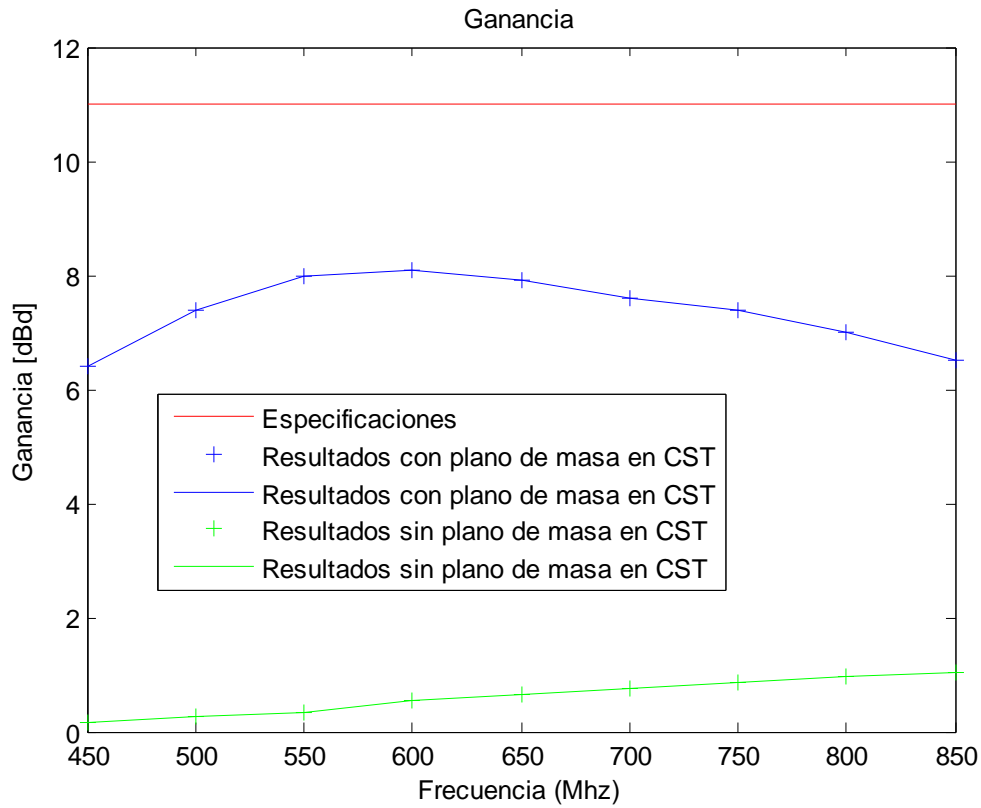


**Ilustración 45: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

#### 5.3.2.4 *Resultado: diagrama de radiación*

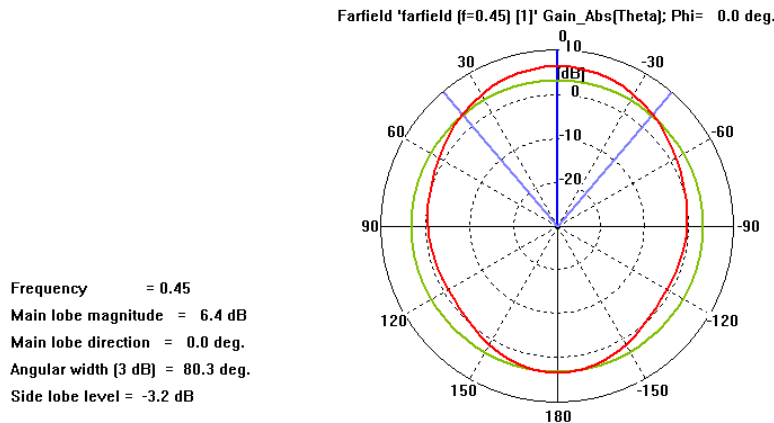
Se puede ver en los resultados obtenidos en CST (figura 47) que el diagrama de radiación se degrada que hace que el ancho de haz sea tan amplio como se ha visto antes. En la figura 46 se muestra en línea verde la ganancia del dipolo de banda ancha sin plano de masa y en línea azul la ganancia de dipolo de banda ancha sobre un plano de masa, mostrando claramente el aumento de ésta. En este caso la ganancia ha

aumentado aproximadamente 6 dBs, pero teniendo en cuenta que el diagrama de radiación se ha degradado el resultado no es tan bueno como el caso de la polarización horizontal. Aún así, se espera mejorar en capítulos posteriores con la implementación del array hasta las especificaciones requeridas.



**Ilustración 46:** Ganancia en dBd en la banda de trabajo

A continuación se muestra en la figura 47 los resultados obtenidos del diagrama de radiación obtenidos en CST.



**Ilustración 47:** Diagrama de radiación a 450 Mhz

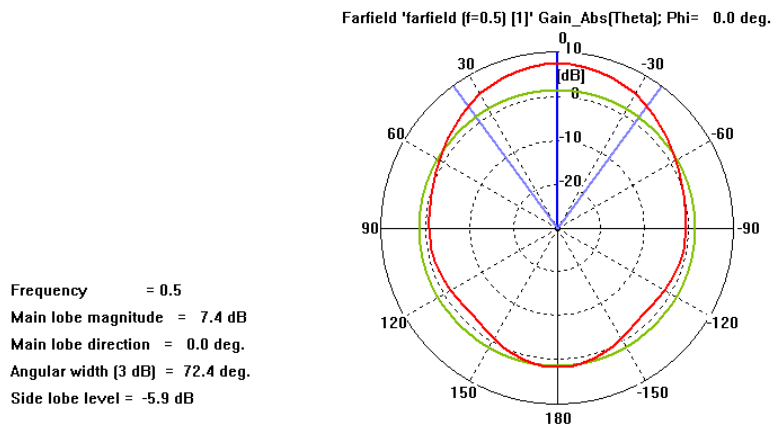


Ilustración 47: Diagrama de radiación a 500 Mhz

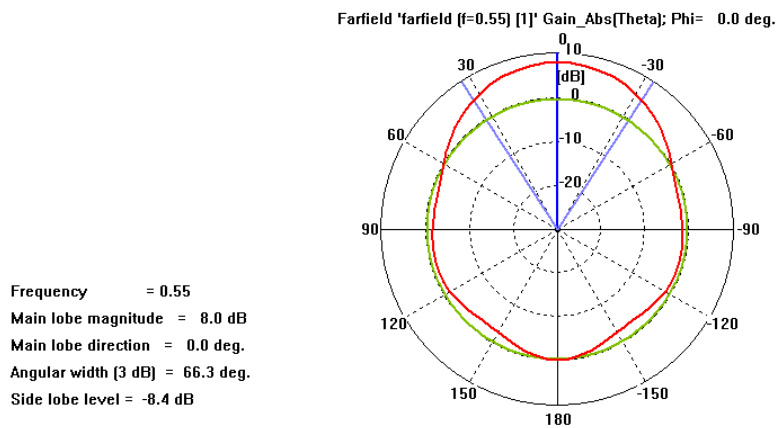


Ilustración 47: Diagrama de radiación a 550 Mhz

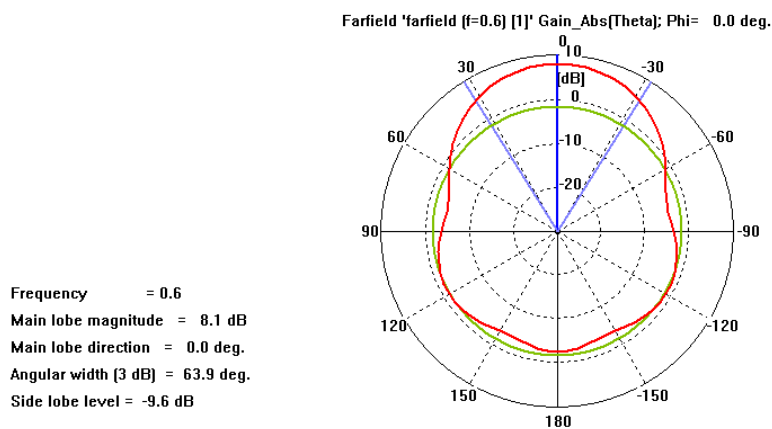


Ilustración 47: Diagrama de radiación a 600 Mhz

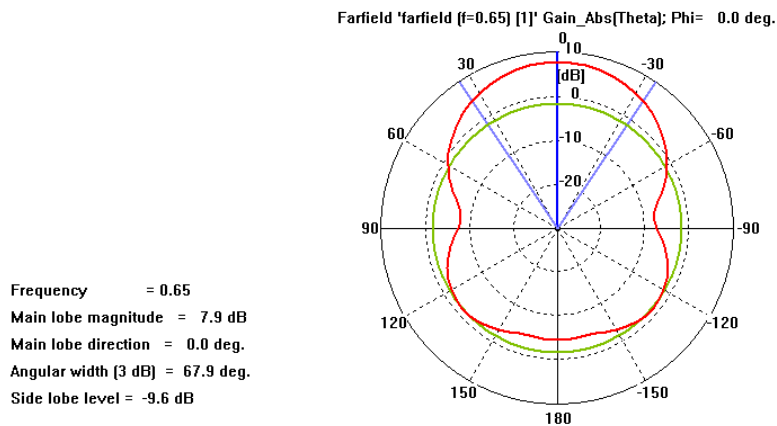


Ilustración 47: Diagrama de radiación a 650 Mhz

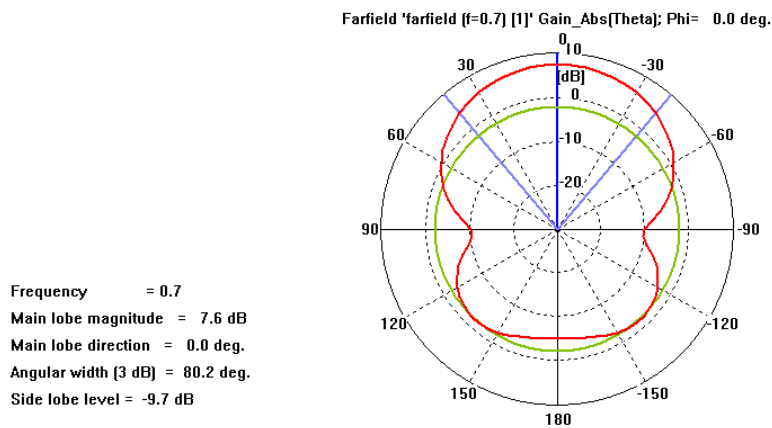


Ilustración 47: Diagrama de radiación a 700 Mhz

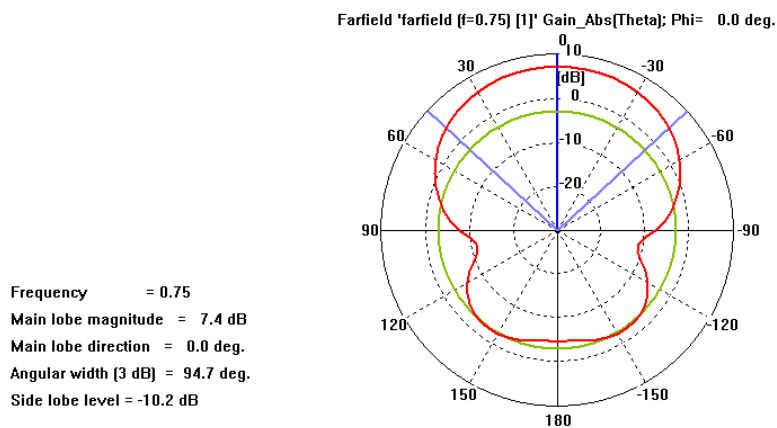


Ilustración 47: Diagrama de radiación a 750 Mhz

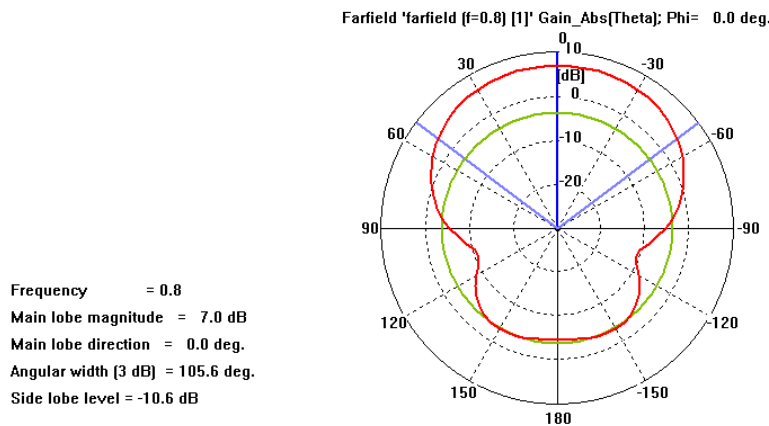


Ilustración 47: Diagrama de radiación a 800 Mhz

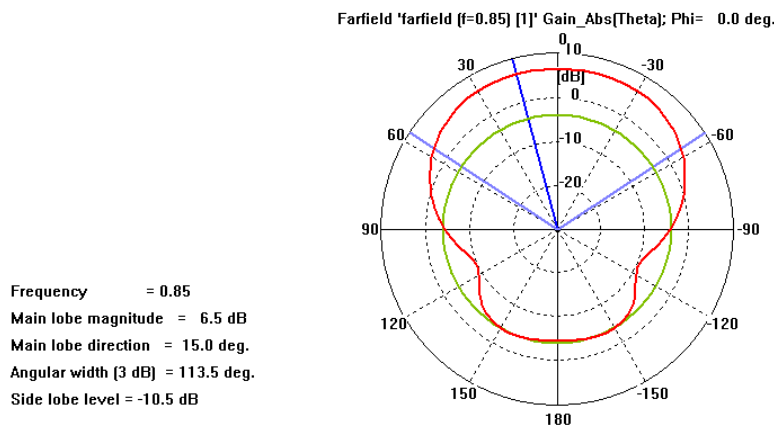


Ilustración 47: Diagrama de radiación a 850 Mhz

### 5.3.2.5 Conclusiones

La diferencia que existe entre la polarización vertical y la horizontal, se encuentra en que al tener la dimensión del plano de masa en el eje  $y$  menor que en el eje  $x$ , y alejarse más todavía del caso ideal (plano de masa de dimensiones infinitas), el diagrama de radiación se degrada. Al degradarse el diagrama de radiación, el ancho de haz en el plano horizontal empeora considerablemente alejándose de las especificaciones. Aún así, en capítulos posteriores se intentará mejorar este aspecto incorporando paredes metálicas en el plano de masa.

La ganancia alcanza buenos valores y la adaptación de impedancia no cambia con respecto a la polarización horizontal.



## Capítulo 6

### Simulación de dipolo de banda ancha sobre plano de masa alimentado con balun

#### 6.1 Conceptos de la implementación del balun

Un dipolo de banda ancha horizontal y a una distancia  $h$  sobre un plano de masa como se describe en el capítulo anterior podría ser alimentado con dos líneas de cable desde la mitad superior del espacio, pero esto es poco manejable y muy pocas veces utilizado. Normalmente, es deseable tener el transmisor (receptor) detrás del plano de masa y en este caso se hace difícil pasar las dos líneas de cable hasta el dipolo. Estos deben ir a través de un hueco en el plano de masa que es suficientemente grande para no afectar al modo TEM. La presencia del hueco no es deseable y la conexión entre el dipolo, la alimentación y el plano de masa no se consigue.

Otra posibilidad es tener un cable coaxial rígido que emerge verticalmente desde el plano de masa hasta el dipolo tal y como se muestra en la figura siguiente, con sus conductores conectados a los dos brazos del dipolo. Este diseño es mejor desde el punto de vista mecánico, pero no es deseable eléctricamente. La razón es que el coaxial tiene una alimentación no balanceada para el dipolo. En realidad, la superficie del conductor exterior del coaxial pertenece a uno de los brazos del dipolo y será excitado, contribuyendo al diagrama de radiación e introduciendo un componente de campo con polarización cruzada no deseable.

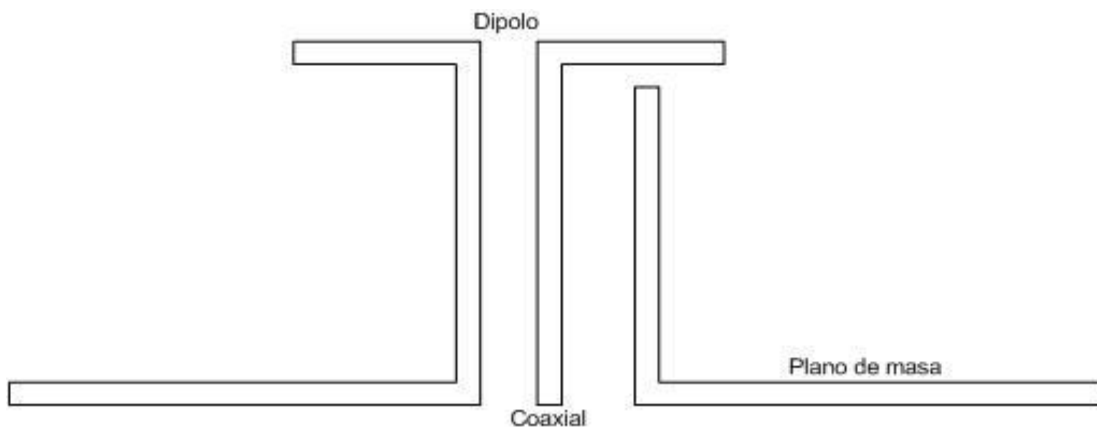
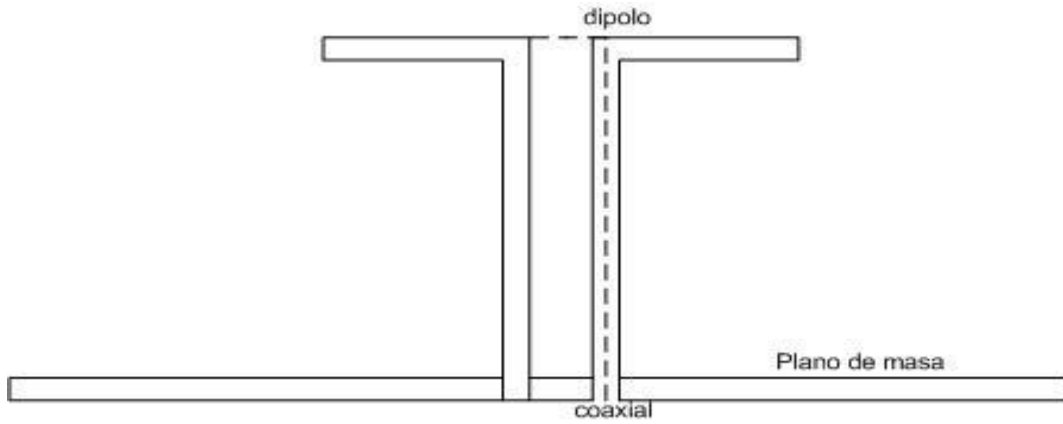


Ilustración 48: Alimentación no balanceada del dipolo con un cable coaxial

Este problema que se comenta, puede ser solucionado mediante el diseño mostrado en la figura siguiente. El dipolo es soportado por dos postes de metal de longitud  $h$  los cuales están conectados al plano de masa y cada poste a un brazo del dipolo. El cable coaxial está unido a uno de estos postes, de tal forma que el conductor exterior forma parte de

él, y el conductor interior está conectado al otro poste tal y como se muestra en la figura 49. Este sistema está ahora eléctricamente balanceado. Por esta razón, esta manera de alimentar se llama balun (balanced to unbalance balun).



**Ilustración 49: Alimentación balanceada del dipolo con cable coaxial (balun)**

Si  $h=\lambda/4$  la impedancia de entrada de la línea de dos cables es muy alta y la corriente que fluye por ella es despreciable. Para todos los propósitos prácticos, sólo el dipolo va a ser alimentado. Y con  $h=\lambda/4$  nos podemos beneficiar de otro efecto. Ya que un plano de masa de gran tamaño es asumido, la teoría de imágenes puede ser utilizada, sustituyendo el plano de masa por un dipolo imagen como se ha descrito en el capítulo 5.

Se asume en lo que sigue de capítulo que  $h=\lambda/4$ . Se va a determinar las dimensiones teóricas que debe tener el coaxial con el fin de alcanzar un acoplamiento máximo. Estas cantidades pueden ser deducidas considerando la situación equivalente de dos dipolos sin plano de masa. Las ecuaciones entonces serían:

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}$$

$$V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22}$$

**Ecuación 28: Potencial de los dipolos**

En este caso, para representar el dipolo imagen de manera adecuada,  $Z_{11} = Z_{22}$  y  $V_1 = -V_2$ , como consecuencia de que  $I_1 = -I_2$ . La primera de las ecuaciones queda:

$$Z_1^a = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - Z_{12}$$

**Ecuación 29: Impedancia activa**

,

Siendo  $Z_1^a$  la impedancia activa del primer dipolo, su impedancia de entrada cuando los dos dipolos (dipolo e imagen) están contra excitados. Es también la impedancia de entrada del dipolo real sobre el plano de masa.

El término de impedancia mutua  $Z_{12}$  representa el acoplamiento entre dos dipolos paralelos de la misma longitud y separados  $\lambda/2$ .

## 6.2 Simulación de dipolo de banda ancha con plano de masa a $\lambda/4$ alimentado con balun

En este apartado se incluirá un balun con el fin de alimentar el dipolo. Antes las simulaciones que se estaban realizando eran con un puerto discreto de  $50\ \Omega$  de impedancia, por lo que al incluir el balun con una impedancia distinta de la anterior cambiarán los resultados obtenidos, principalmente el de la adaptación de impedancia. Los resultados serán más realistas que los obtenidos en los capítulos anteriores.

En la figura 50 se observa el alzado y la planta del dipolo sobre el plano de masa alimentado con un balun. El plano de masa que se presenta incluye dos secciones metálicas transversales que hacen que en su conjunto el plano de masa tenga forma de U. Esto puede hacer que la antena sea más directiva tal y como se comenta en el apartado 5.2. En el capítulo 5 se obtiene que el diagrama de radiación en el caso de la polarización vertical se degrade un poco, por lo que se prueba en este capítulo la colocación de las paredes metálicas con el fin de intentar mejorar esto.

En este apartado, se muestra cuatro simulaciones distintas. Dos simulaciones para la polarización horizontal y dos para la polarización vertical.

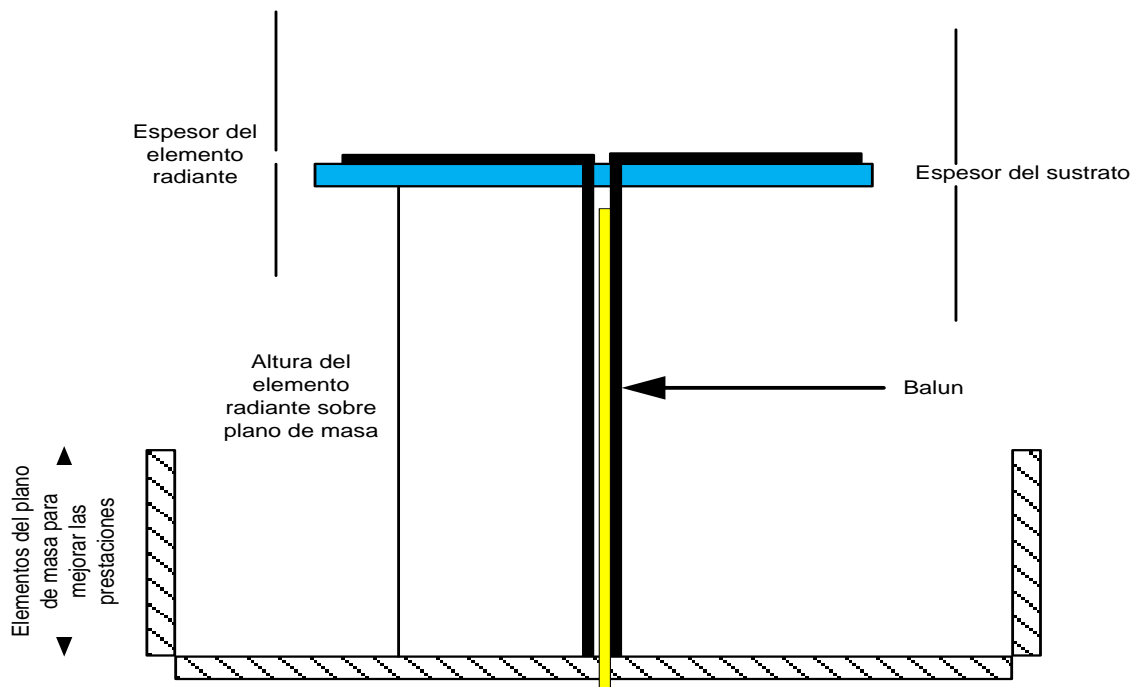
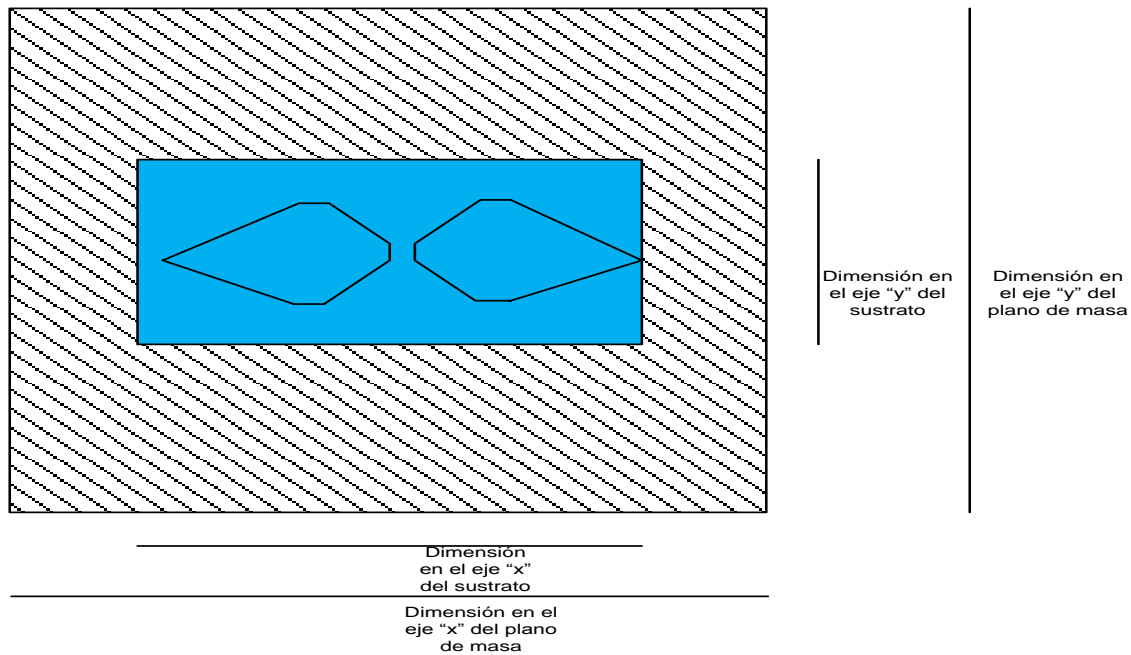


Ilustración 50: Alzado del dipolo sobre plano de masa alimentado con balun



**Ilustración 51: Planta del dipolo sobre un plano de masa**

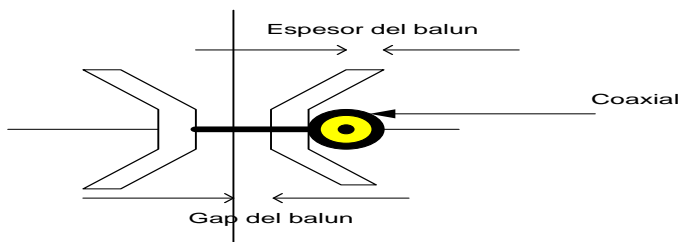
La altura del elemento radiante sobre el plano de masa ( $h$ ) corresponde con  $\lambda/4$  con el fin de conseguir la ganancia pedida. Dado que el ancho de banda con el que se está trabajando es amplio, se ha cogido como frecuencia central 600 Mhz, obteniendo la altura siguiente:

$$h = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} = 125 \text{ mm}$$

**Ecuación 30: Altura del dipolo sobre el plano de masa**

Esta altura, se modificará hasta encontrar un valor que optimice los resultados. El plano de masa tiene una dimensión de 500×300 mm y el sustrato con el que se está simulando actualmente es aire.

La planta del balun se muestra en la figura 52. El poste del balun puede implementarse de muchas formas distintas, pero la manera en la que se ha hecho para este proyecto corresponde al de la figura con el fin de adaptar más la impedancia de la antena.



**Ilustración 52: Planta del balun**

### 6.2.1 Simulación polarización horizontal

A continuación se van a mostrar el diseño y los resultados obtenidos en CST para un dipolo a  $\lambda/4$  sobre un plano de masa con polarización horizontal alimentado con un balun.

#### 6.2.1.1 Diseño y dimensiones

Como se ha dicho anteriormente, el plano de masa tiene longitud finita y las dimensiones en los ejes  $x$  e  $y$  son distintas. Más concretamente, el eje  $x$  tiene una longitud mayor. En la figura siguiente se puede observar la antena implementada en CST. , donde se puede ver que el dipolo tiene la misma forma que el que se presenta en el capítulo 5 con el balun implementado.

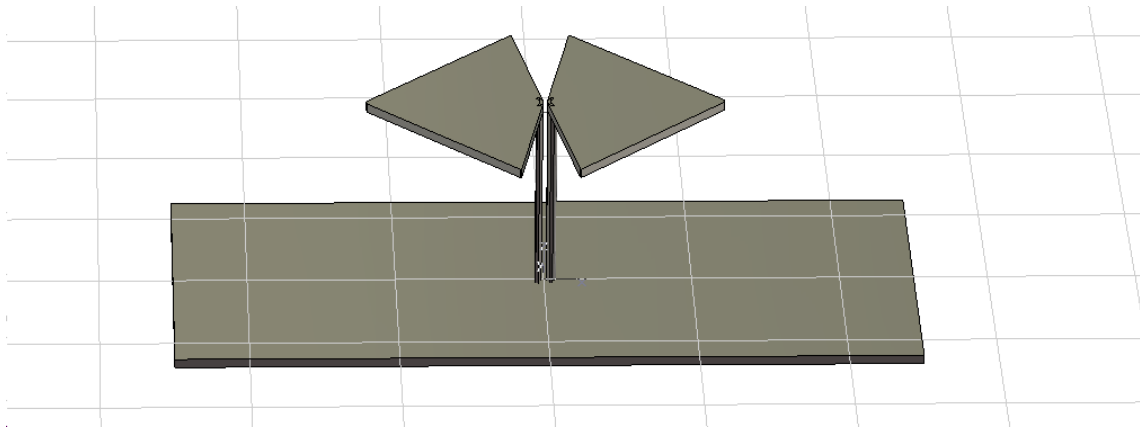


Ilustración 53: Perspectiva del dipolo de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización horizontal en CST

En la tabla 4, se muestran las dimensiones de las variables de la antena utilizadas en CST. Sobre el significado de las variables, son las mismas que las utilizadas en el capítulo 5, incluyendo las variables correspondientes al balun (ver figura 52): gap del balun (*gap balun*), espesor del balun (*espesor balun*), diámetro del conductor interior del coaxial (*diámetro vivo coaxial*) y diámetro del dieléctrico del coaxial (*diámetro dieléctrico coaxial*).

<b>A1</b>	19.62mm	<b>B1</b>	4mm	<b>Gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.23mm	<b>B2</b>	220mm	<b>H</b>	125mm
<b>A3</b>	120mm	<b>B3</b>	4mm	<b>Espesor pec</b>	6mm
<b>gap balun</b>	1.7mm	<b>Espesor balun</b>	2mm	<b>Diámetro vivo coaxial</b>	0.625mm
<b>Diámetro dieléctrico coaxial</b>	2.05mm				

Tabla 4: Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización horizontal sobre plano de masa en CST

### 6.2.1.2 Resultado: adaptación de impedancia

El resultado obtenido para la adaptación es de -13 dBs en toda la banda de trabajo como se puede observar en la figura 54. Se ha mejorado considerablemente con respecto al resultado obtenido al capítulo 5. El ancho de banda conseguido está centrado en la banda en la que se quiere trabajar (470 – 860 Mhz) y se ha conseguido adaptar más gracias al balun como se esperaba.

Faltan 10 dBs para adaptar la antena y cumplir las especificaciones requeridas pero se espera que mejore con la implementación de la red de alimentación hasta llegar a ellas. Debido a que se ha conseguido centrar la banda exactamente en la banda de trabajo (en el capítulo 5 estaba ligeramente desplazada hacia frecuencias superiores) y se ha mejorado la adaptación con respecto a la obtenida sin el balun en el capítulo 5, los resultados obtenidos cumplen con los objetivos de este capítulo.

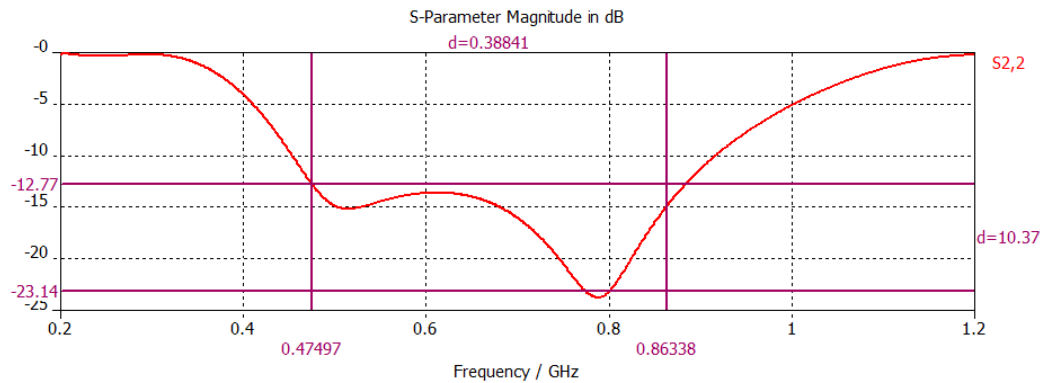
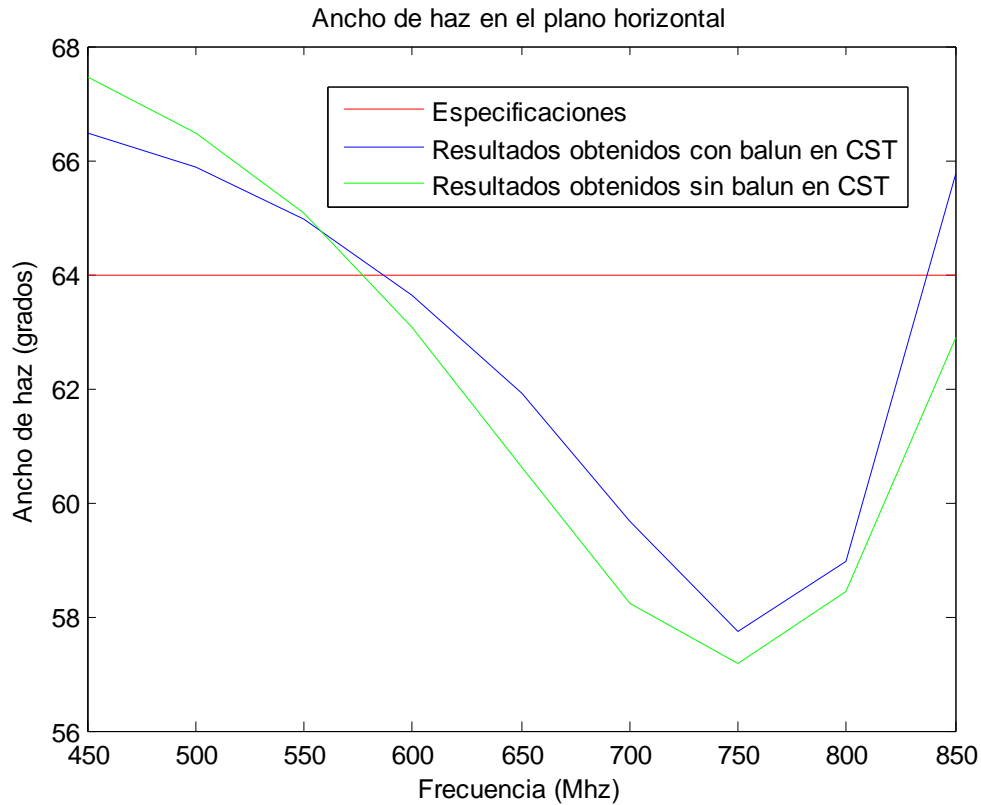


Ilustración 54: Adaptación de impedancia obtenida con CST

### 6.2.1.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados)

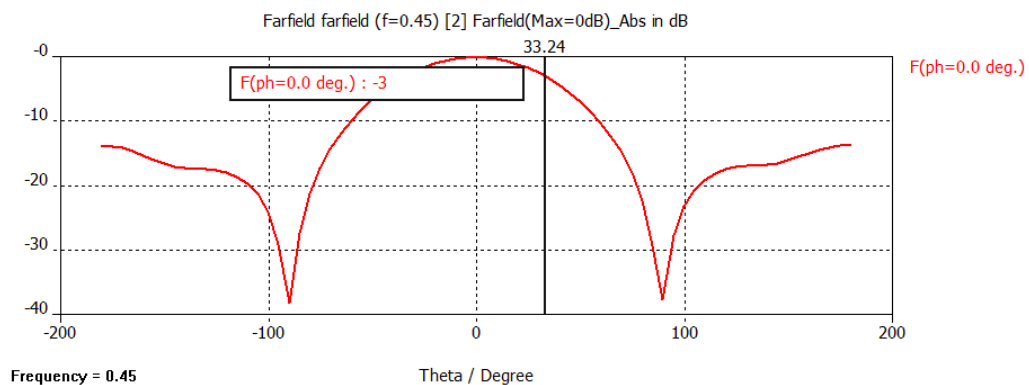
En la figura siguiente se observa la evolución del ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo. Los resultados obtenidos cumplen las especificaciones a partir de 550 Mhz. En línea verde se observan los resultados obtenidos en el capítulo anterior donde el dipolo se alimenta con un puerto discreto, y en rojo se observan los resultados obtenidos con la implementación del balun. Los resultados son prácticamente iguales, mejorando ligeramente a partir de 550 Mhz para el caso del dipolo implementado con balun. Esto era de esperar, ya que el balun modifica la impedancia de la antena pero no se considera parte radiante de la antena, esto es, dipolo y plano de masa.



**Ilustración 55: Ancho de haz en el plano horizontal**

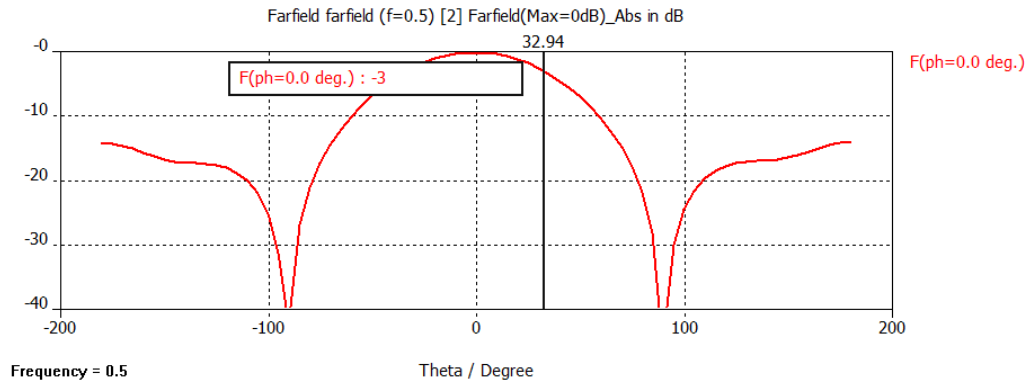
Debido a que es de esperar que en capítulos posteriores, al implementar el array por ejemplo, se mejore la directividad y la ganancia de la antena, podemos decir que se ha conseguido un muy buen resultado en cuanto al ancho de haz en el plano horizontal.

A continuación se muestran los resultados obtenidos en CST del ancho de haz en el plano horizontal para toda la banda de trabajo, tomando muestras cada 50 Mhz.

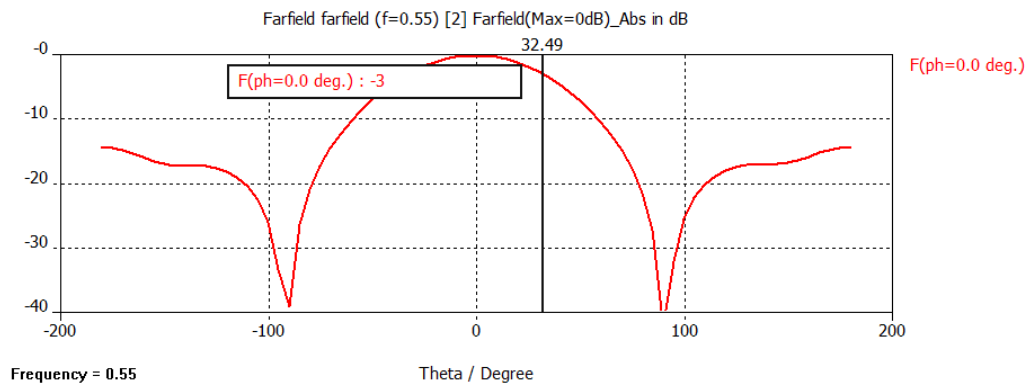


**Ilustración 56: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST**

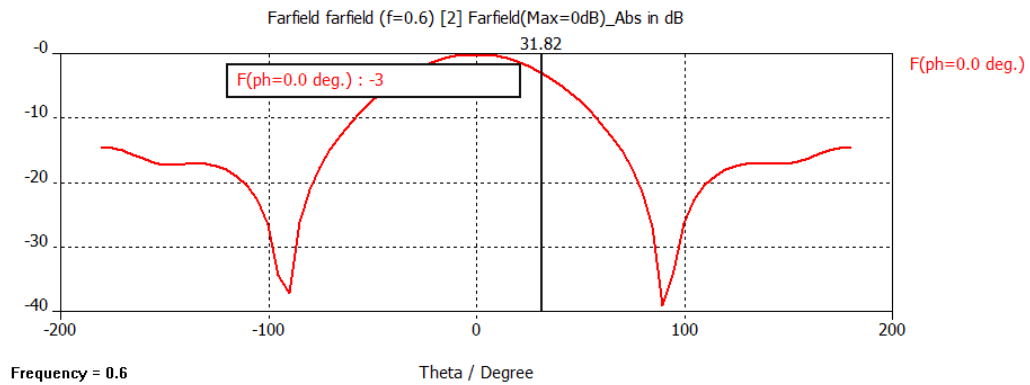




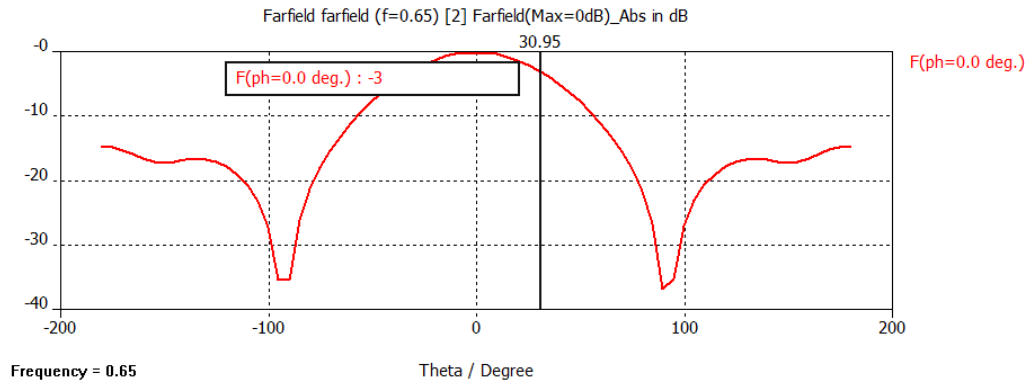
**Ilustración 56: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



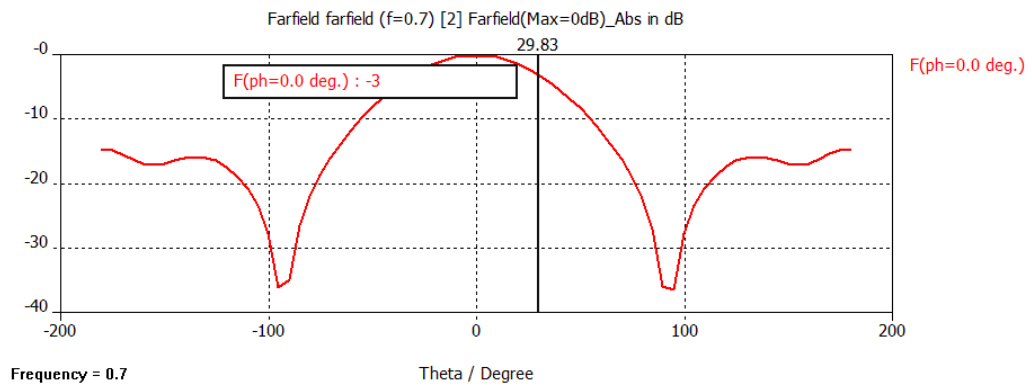
**Ilustración 56: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**



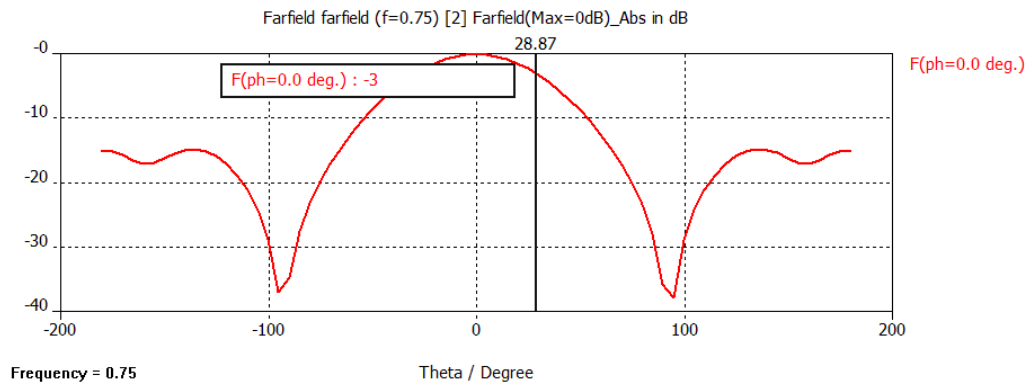
**Ilustración 56: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



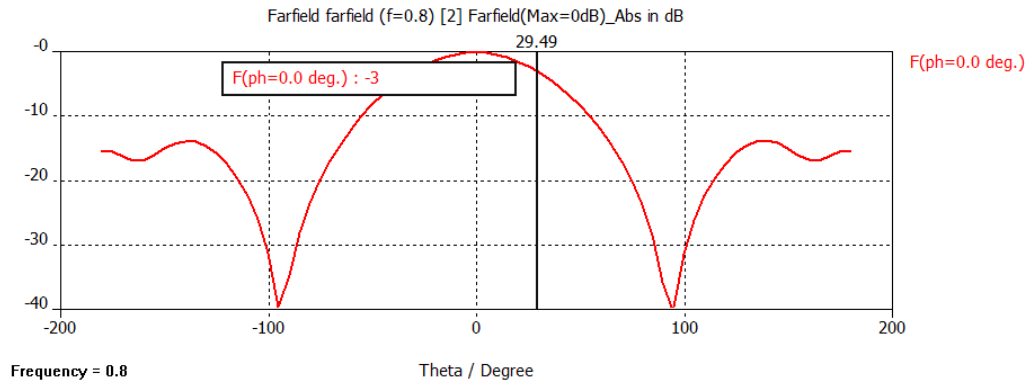
**Ilustración 56: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



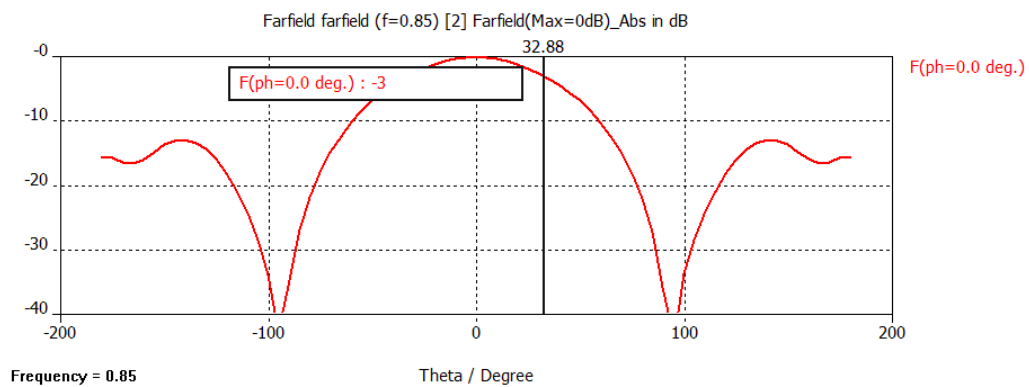
**Ilustración 56: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 56: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 56: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**

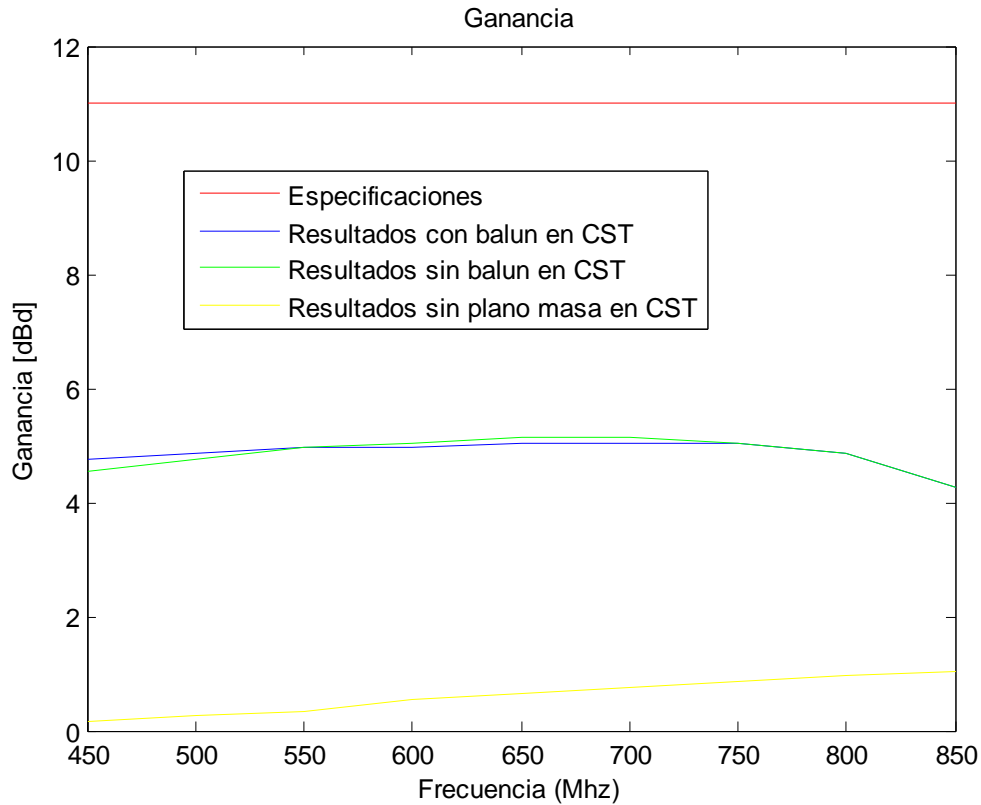


**Ilustración 56: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

### 6.2.1.3 Resultado: diagrama de radiación

En la figura siguiente se puede observar los resultados obtenidos para el caso de la polarización horizontal que se llevan realizando en el proyecto para poder ver las mejoras.

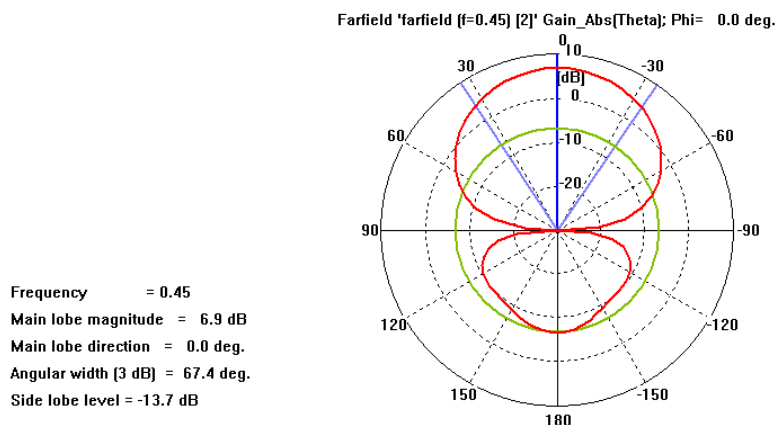
La ganancia obtenida en dBd está en torno a 5 dBd, para el caso que se está viendo en este capítulo. Se puede observar que para el diagrama de radiación la implementación del balun no cambia nada como se preveía a la vista de los resultados obtenidos en el ancho de haz del plano horizontal.



**Ilustración 57: Ganancia en dBd en la banda de trabajo**

No se llega a cumplir las especificaciones por 6 dBs, pero debido a que falta por implementar el array para aumentar la ganancia considerablemente, los resultados obtenidos cumplen los objetivos de este capítulo.

A continuación se muestra en la figura siguiente los resultados obtenidos del diagrama de radiación obtenidos en CST.



**Ilustración 58: Diagrama de radiación a 450 Mhz**

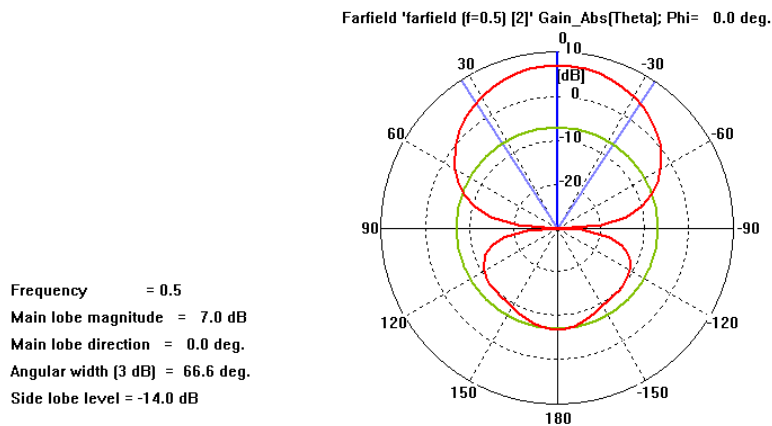


Ilustración 58: Diagrama de radiación a 500 Mhz

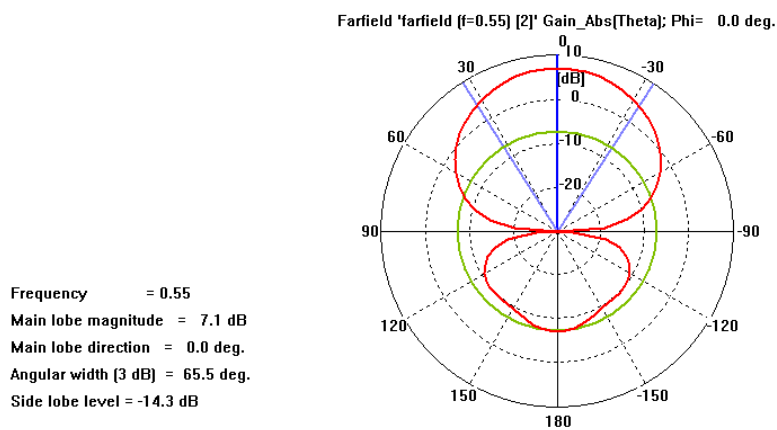


Ilustración 58: Diagrama de radiación a 550 Mhz

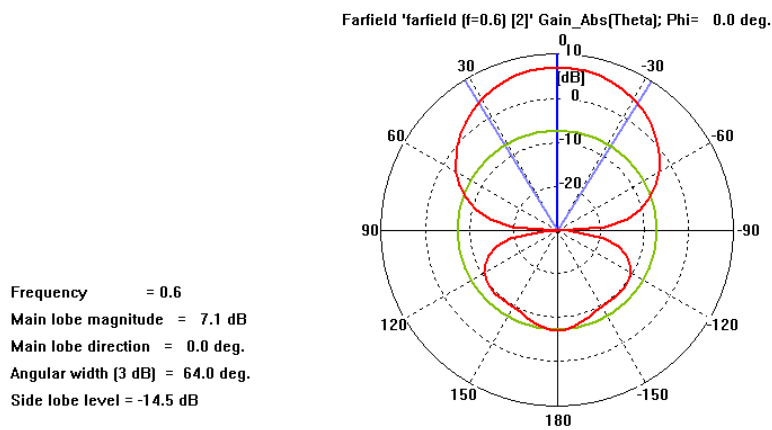


Ilustración 58: Diagrama de radiación a 600 Mhz

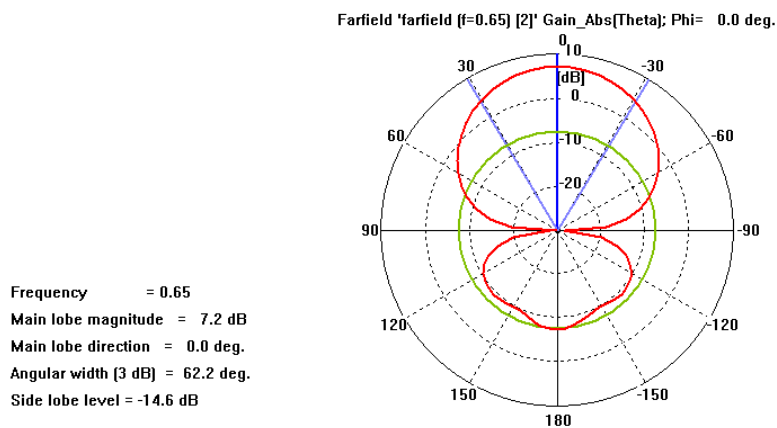


Ilustración 58: Diagrama de radiación a 650 Mhz

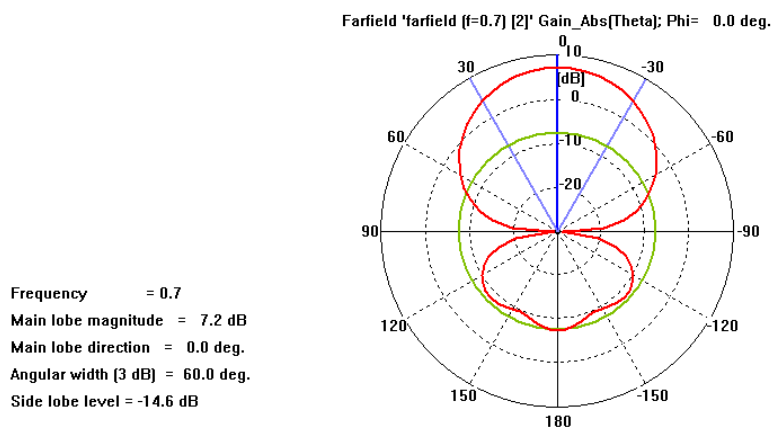


Ilustración 58: Diagrama de radiación a 700 Mhz

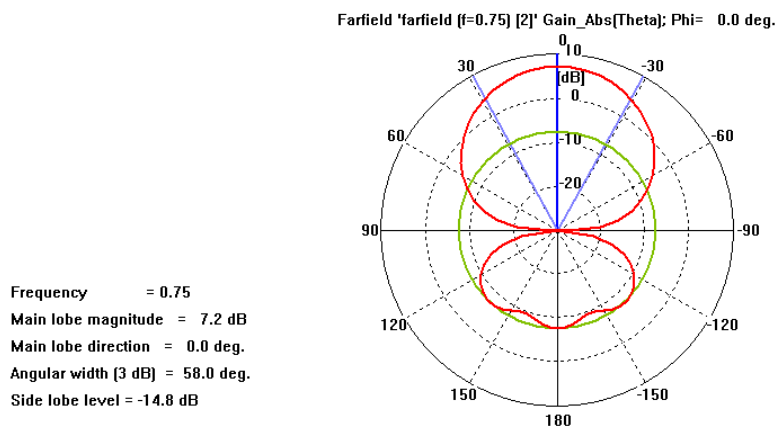


Ilustración 58: Diagrama de radiación a 750 Mhz

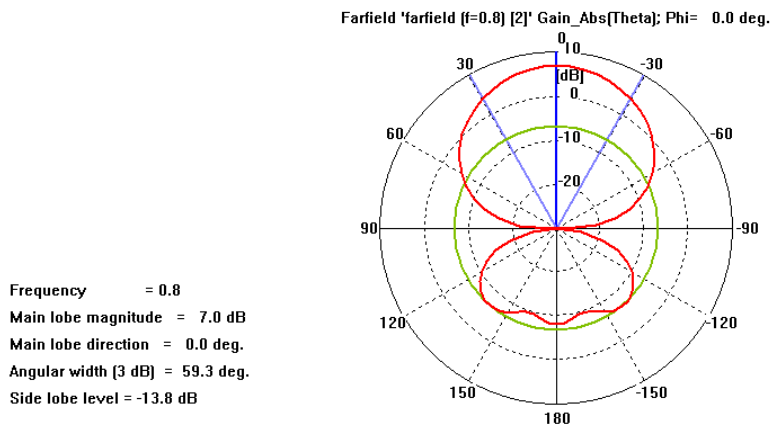


Ilustración 58: Diagrama de radiación a 800 Mhz

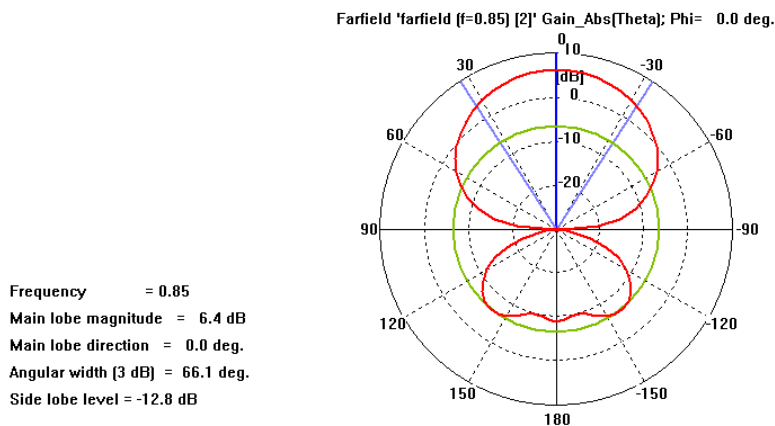


Ilustración 58: Diagrama de radiación a 850 Mhz

### 6.2.1.3 Conclusiones

La implementación del balun permite una alimentación realista y práctica del dipolo de banda ancha que no proporcionaba el puerto discreto. A la vista de los resultados obtenidos, el balun proporciona una adaptación de impedancia distinta, que gracias a la forma diseñada del poste en forma de cuña para este proyecto, se mejora considerablemente hasta los -13 dBs en toda la banda de trabajo. Sin embargo, se va a intentar optimizar la adaptación en el siguiente capítulo.

Se concluye que el balun no forma parte de la estructura radiante ya que el diagrama de radiación no cambia con respecto al caso de alimentarse con puerto discreto. Como consecuencia de esto, el ancho de haz en el plano horizontal tampoco cambia. Se espera que con el array se mejore el diagrama de radiación hasta alcanzar las especificaciones requeridas.

### 6.2.2 Simulación polarización horizontal optimizada

A la hora de optimizar los resultados de la adaptación de impedancia y de la ganancia, se ha aumentado la distancia entre el dipolo y el plano de masa. La altura calculada de  $\lambda/4$  estaba hecha para una frecuencia intermedia de la banda de trabajo, pero al tener un ancho de banda amplio las frecuencias de los extremos no correspondían con ese valor. Al ser las frecuencias bajas las más críticas del ancho de banda, se ha aumentado la altura de tal manera que la distancia entre el dipolo y el plano de masa de  $\lambda/4$  sea más acorde a estas frecuencias. La altura final que se ha tomado es de 142 mm.

#### 6.2.2.1 Diseño y dimensiones

En la tabla 5 se muestran las variables utilizadas en CST, que son las mismas que el apartado anterior, con la modificación del valor de la altura del dipolo sobre el plano de masa con el fin de optimizar los resultados.

<b>A1</b>	19.62mm	<b>B1</b>	4mm	<b>Gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.23mm	<b>B2</b>	220mm	<b>h</b>	142mm
<b>A3</b>	120mm	<b>B3</b>	4mm	<b>Espesor pec</b>	6mm
<b>gap balun</b>	1.7mm	<b>Espesor balun</b>	2mm	<b>Diámetro vivo coaxial</b>	0.625mm
<b>Diámetro dieléctrico coaxial</b>	2.05mm				

Tabla 5: Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización horizontal sobre plano de masa en CST

#### 6.2.2.2 Resultado: adaptación de impedancia

En la figura siguiente se observa el resultado obtenido para la adaptación que está por debajo de -16 dBs en toda la banda de trabajo, por lo que faltan 7 dBs para cumplir las especificaciones.

Al aumentar la altura, la adaptación se mejora 3 dBs, por lo que el resultado se mejora mucho.



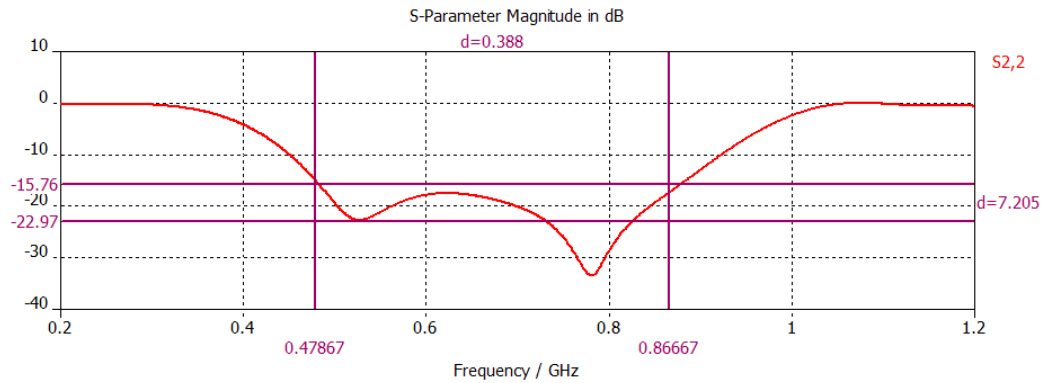


Ilustración 59: Adaptación de impedancia obtenida con CST

### 6.2.2.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados)

En la figura siguiente se puede observar en azul que haber optimizado el resultado para la adaptación de impedancia tiene consecuencias negativas para el ancho de haz en el plano horizontal. A partir de 750 Mhz, se observa que el ancho de haz se empieza a estropear considerablemente, por lo que si al implementar el array se tiene un diagrama de radiación degradado en las frecuencias altas, se bajará la distancia entre dipolo y plano de masa, mejorando el diagrama a costa de empeorar la adaptación.

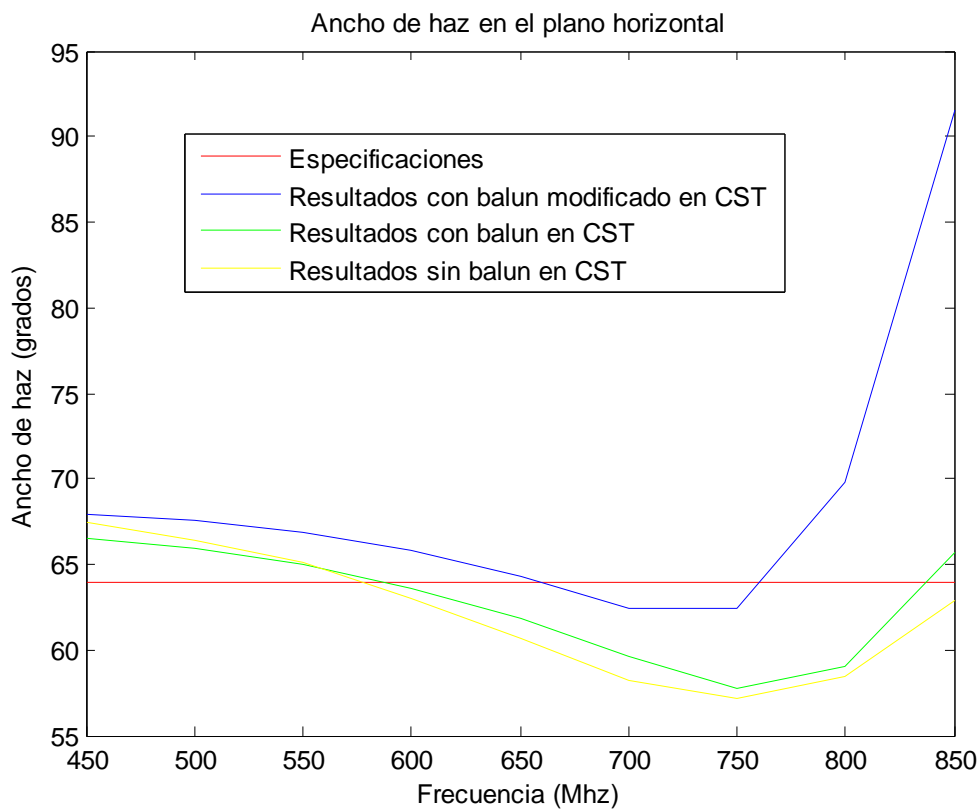


Ilustración 60: Ancho de haz en el plano horizontal

A continuación en la figura siguiente, se muestran los resultados obtenidos en CST del ancho de haz en el plano horizontal para toda la banda de trabajo, tomando muestras cada 50 Mhz.

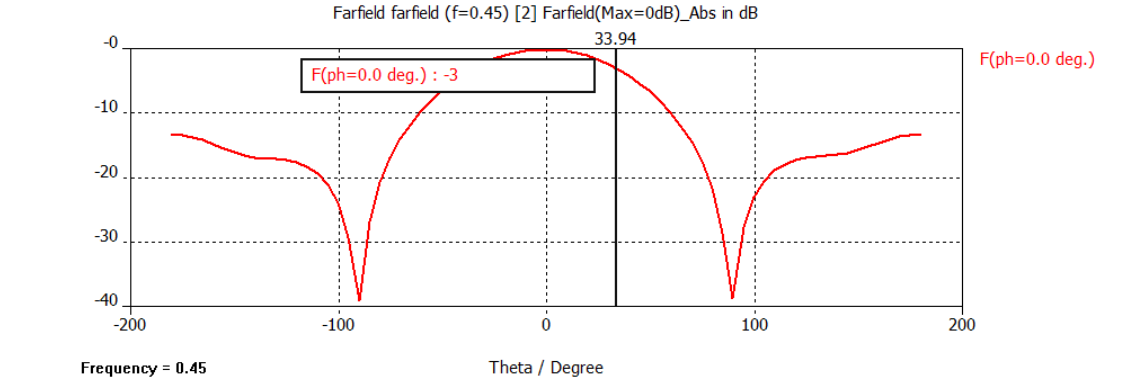


Ilustración 61: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST

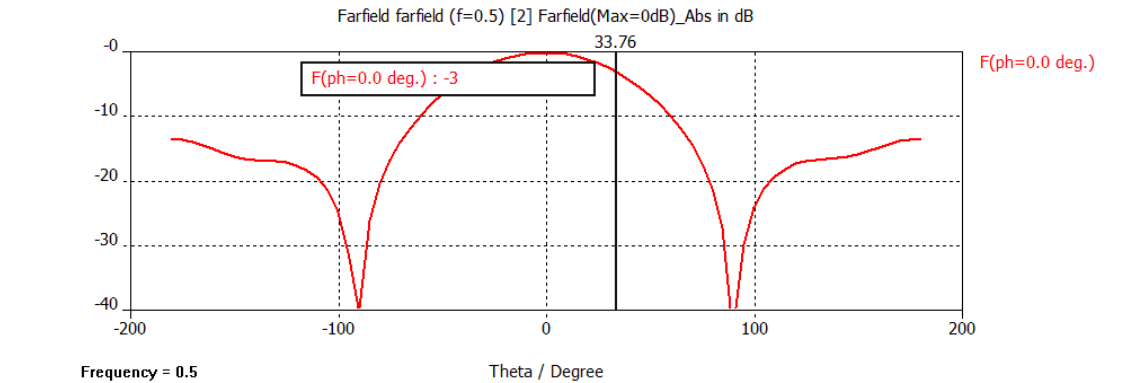


Ilustración 61: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST

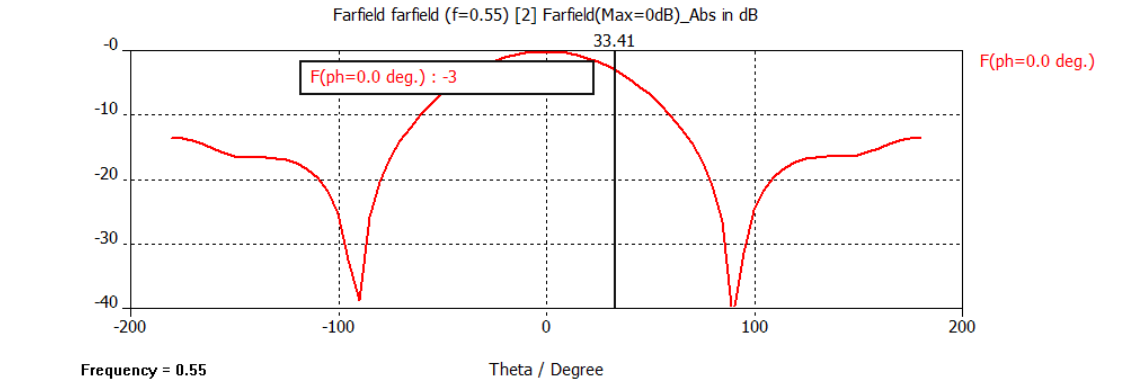
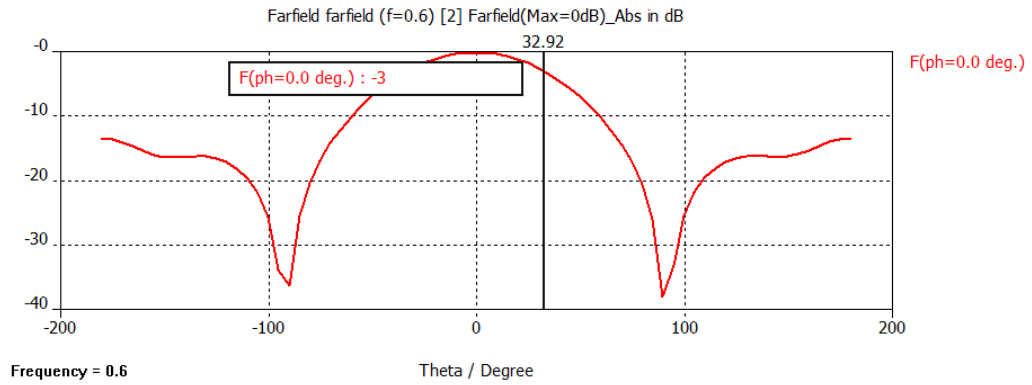
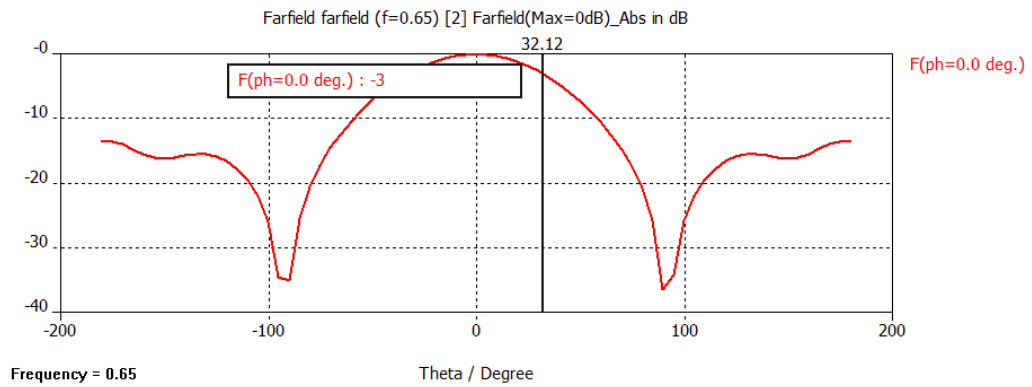


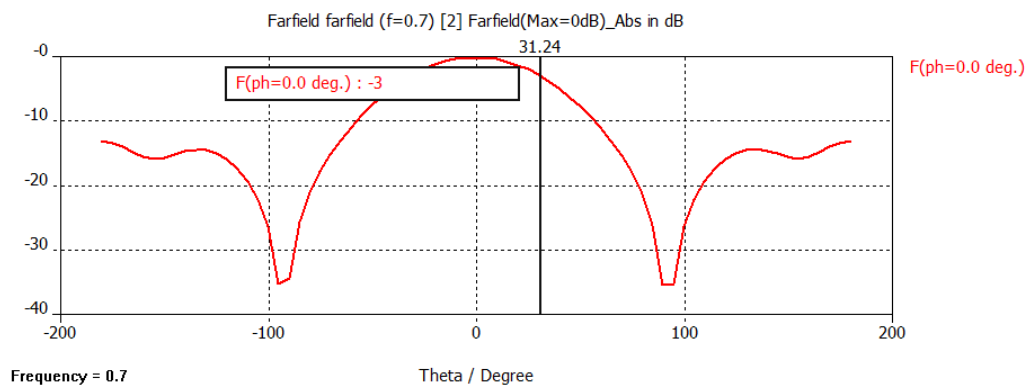
Ilustración 61: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST



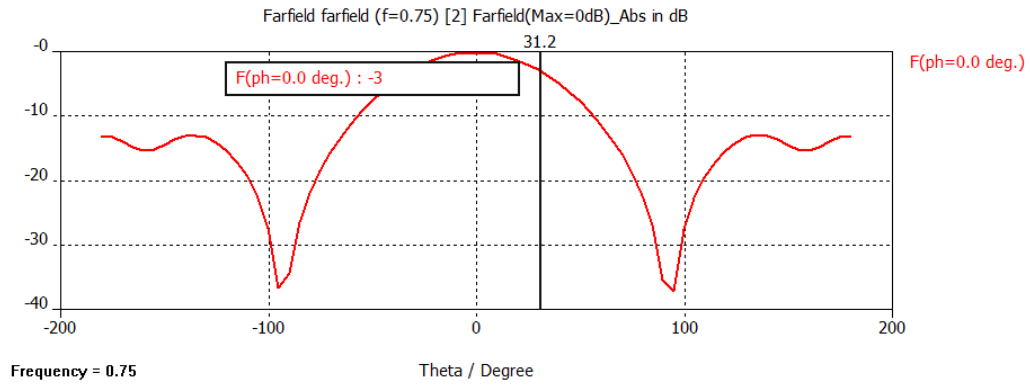
**Ilustración 61: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



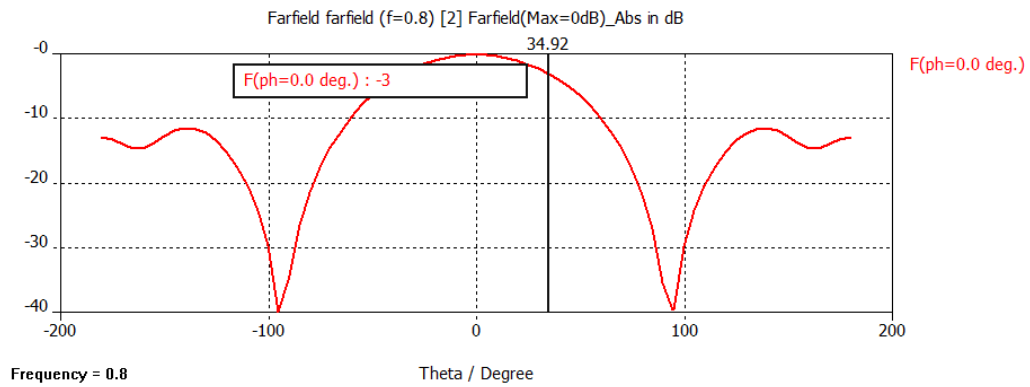
**Ilustración 61: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



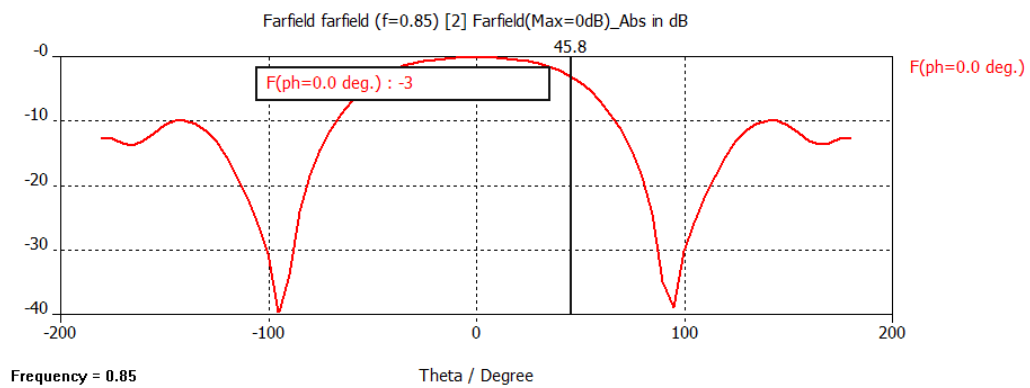
**Ilustración 61: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 61: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 61: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 61: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

#### 6.2.2.4 Resultado: diagrama de radiación

Ya se ha visto en el ancho de haz del plano horizontal que se estropea el resultado acentuándose para las frecuencias altas, por lo que el diagrama de radiación tendrá el mismo problema.

En la figura siguiente se observa que aumentar la altura entre el dipolo y el plano de masa, provoca que a partir de 750 Mhz la ganancia disminuya mucho.

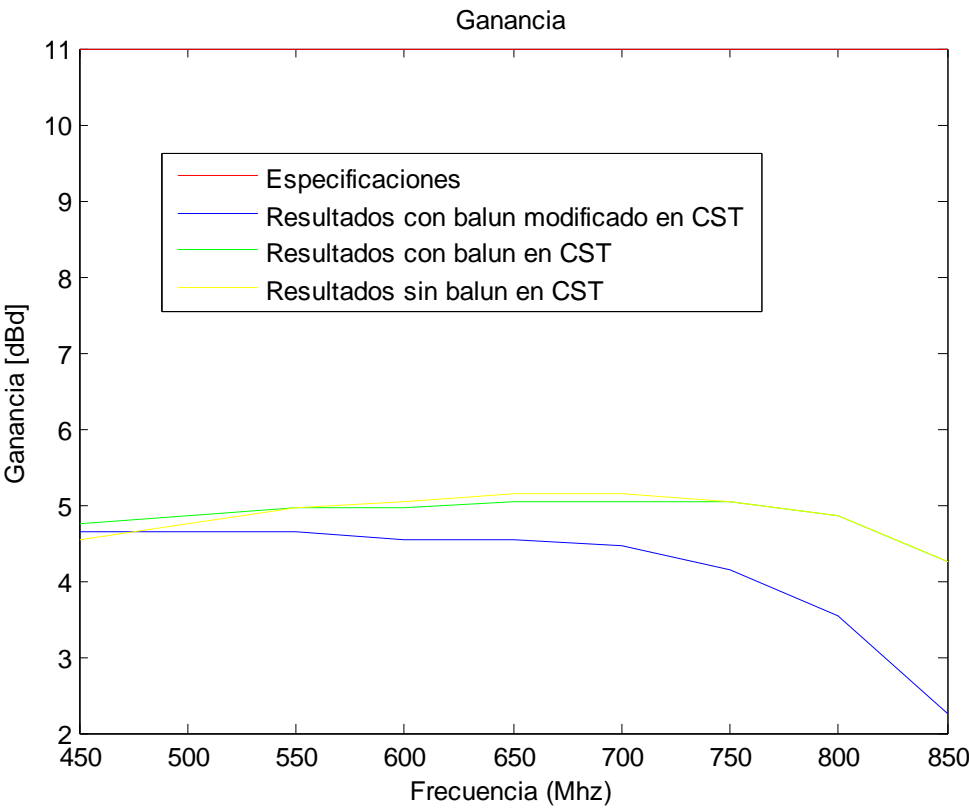


Ilustración 62: Ganancia en dBd en la banda de trabajo

A continuación se muestra en la figura siguiente los resultados obtenidos del diagrama de radiación obtenidos en CST.

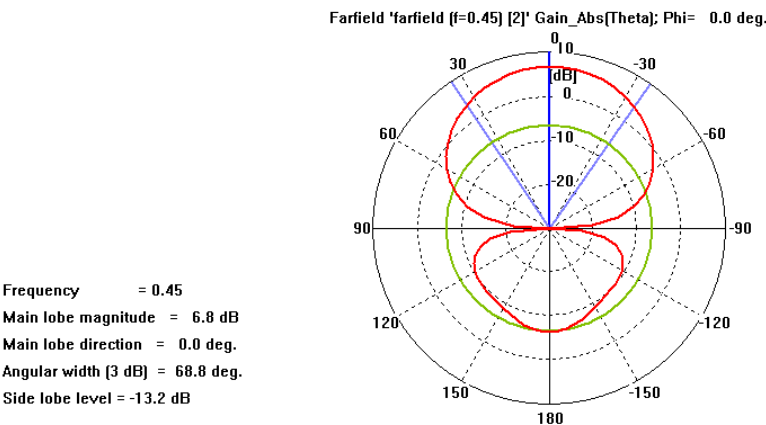


Ilustración 63: Diagrama de radiación a 450 Mhz

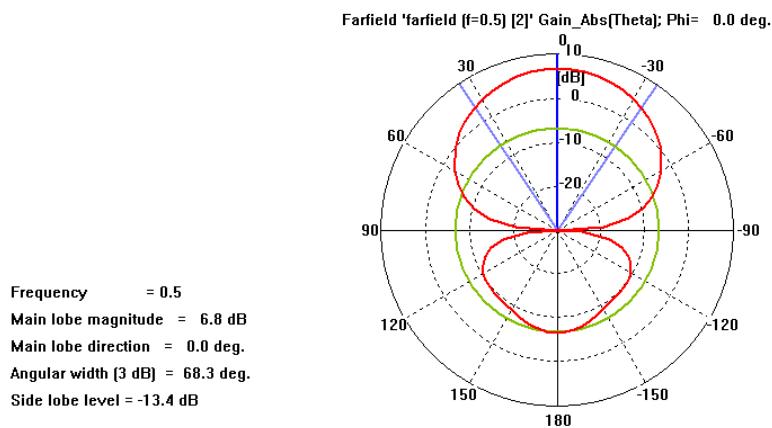


Ilustración 63: Diagrama de radiación a 500 Mhz

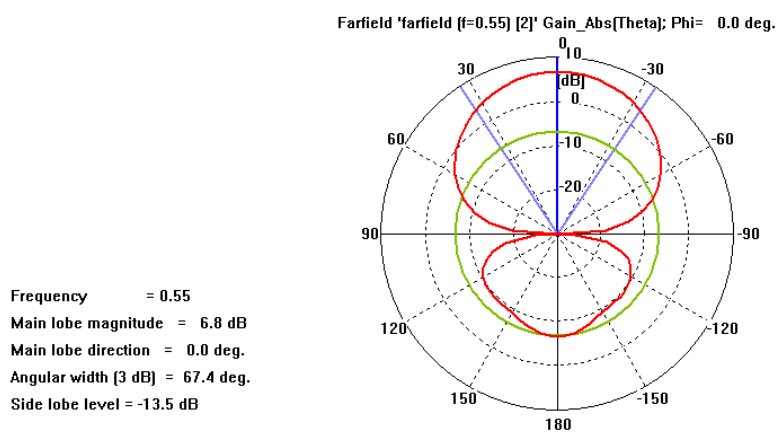


Ilustración 63: Diagrama de radiación a 550 Mhz

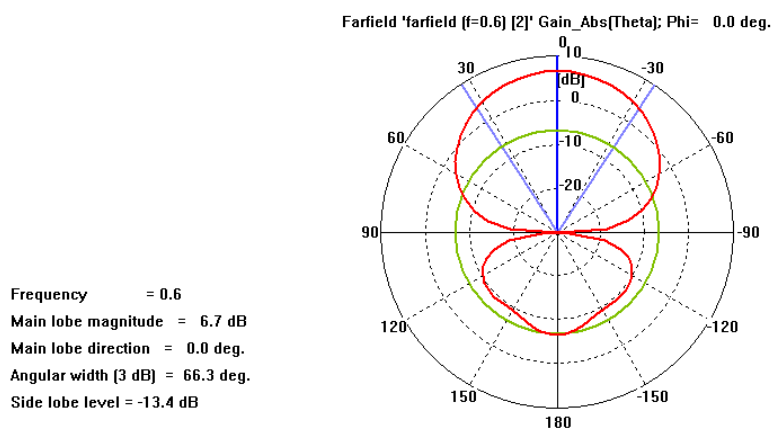


Ilustración 63: Diagrama de radiación a 600 Mhz

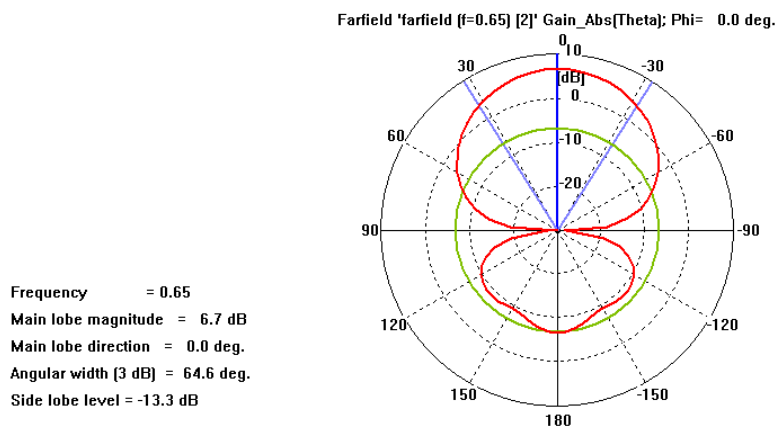


Ilustración 63: Diagrama de radiación a 650 Mhz

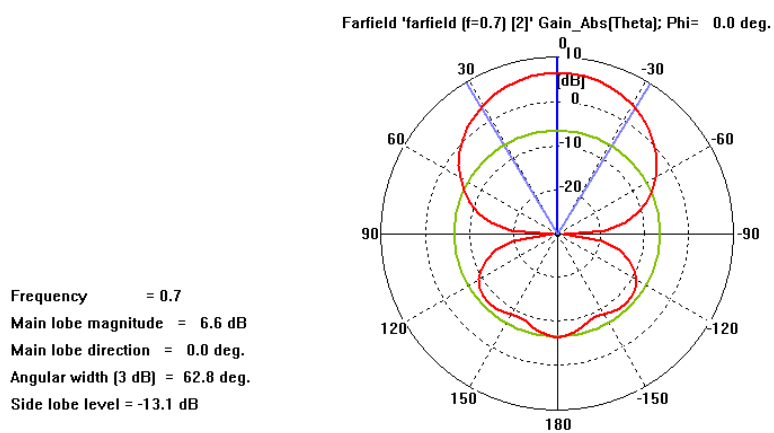


Ilustración 63: Diagrama de radiación a 700 Mhz

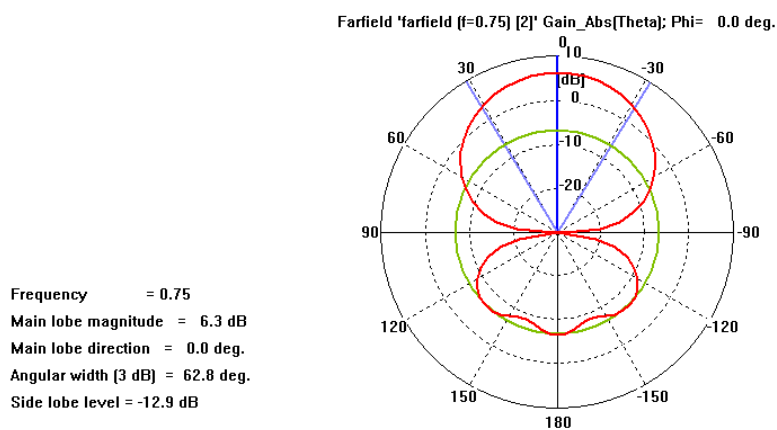


Ilustración 63: Diagrama de radiación a 750 Mhz

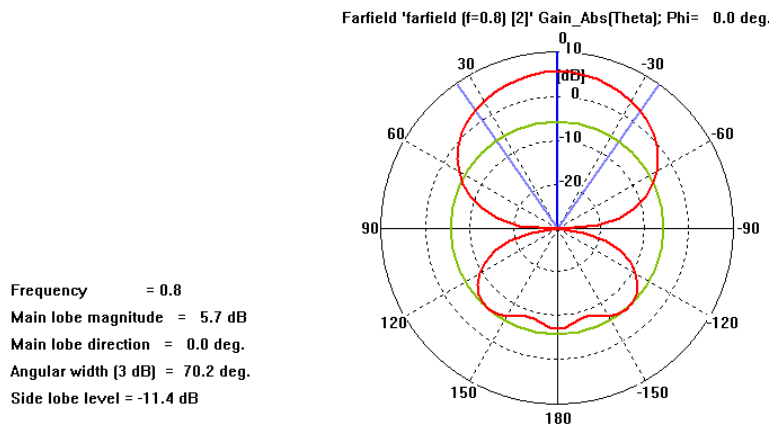


Ilustración 63: Diagrama de radiación a 800 Mhz

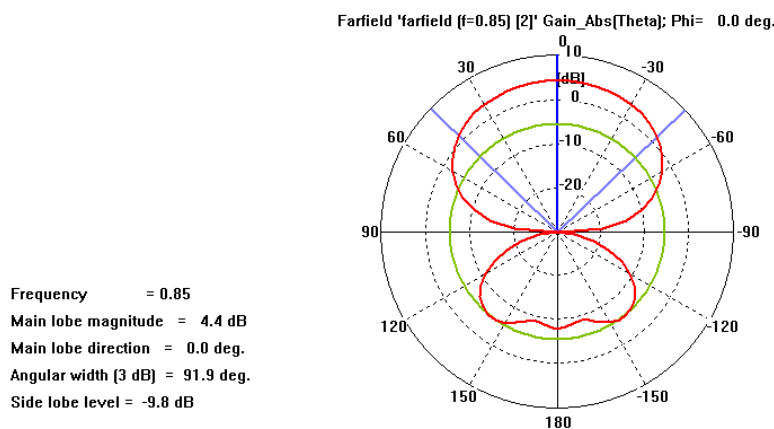


Ilustración 63: Diagrama de radiación a 850 Mhz

### 6.2.2.5 Conclusiones

Al aumentar la altura entre el dipolo de banda ancha y el plano de masa, se pretende mejorar la adaptación de impedancia y el diagrama de radiación para las frecuencias bajas que es dónde más problemas existían. Los resultados obtenidos muestran que la adaptación de impedancia se mejora considerablemente a costa de degradar el diagrama de radiación.

A falta de implementar el array completo, donde el diagrama de radiación se espera que mejore, se considera como válido este resultado.

## 6.2.3 Simulación polarización vertical

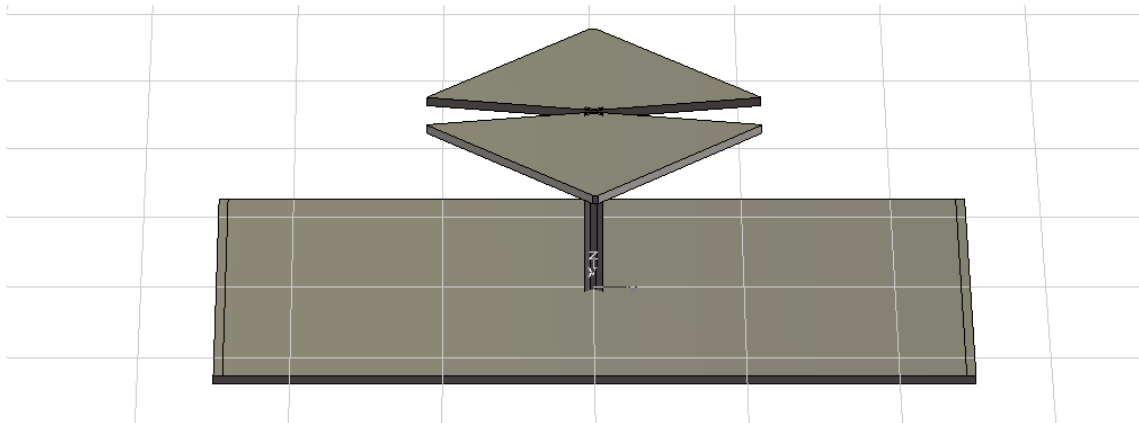
A continuación se van a mostrar el diseño y los resultados obtenidos en CST para un dipolo a  $\lambda/4$  sobre un plano de masa con polarización vertical alimentado con un balun.

### 6.2.3.1 Diseño y dimensiones

Como se ha dicho anteriormente, el plano de masa tiene longitud finita y las dimensiones en los ejes  $x$  e  $y$  son distintas. Más concretamente, el eje  $x$  tiene una longitud mayor. En la figura siguiente se puede observar la antena implementada en



CST. , dónde se puede ver que el dipolo tiene la misma forma que el que se presenta en el capítulo 5 con el balun implementado.



**Ilustración 64:** Perspectiva del dipolo de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización horizontal en CST

En la tabla 6, se muestran las dimensiones de las variables de la antena utilizadas en CST. Sobre el significado de las variables, son las mismas que las utilizadas en el capítulo 5, incluyendo las variables correspondientes al balun: gap del balun (*gap balun*), espesor del balun (*espesor balun*), diámetro del conductor interior del coaxial (*diámetro vivo coaxial*) y diámetro del dieléctrico del coaxial (*diámetro dieléctrico coaxial*).

<b>A1</b>	19.62mm	<b>B1</b>	4mm	<b>Gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.23mm	<b>B2</b>	220mm	<b>H</b>	125mm
<b>A3</b>	120mm	<b>B3</b>	4mm	<b>Espesor pec</b>	6mm
<b>gap balun</b>	1.7mm	<b>Espesor balun</b>	2mm	<b>Diámetro vivo coaxial</b>	0.625mm
<b>Diámetro dieléctrico coaxial</b>	2.05mm				

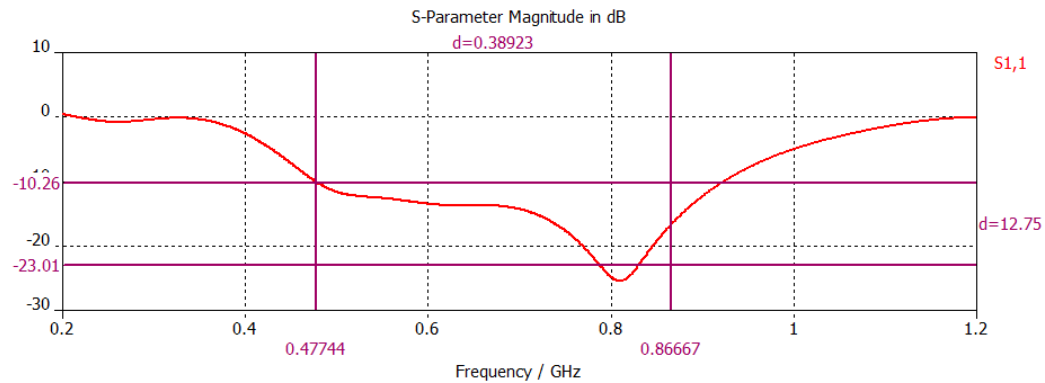
**Tabla 6:** Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización vertical sobre plano de masa en CST

#### 6.2.3.2 *Resultado: adaptación de impedancia*

El resultado obtenido para la adaptación es de -11 dBs en toda la banda de trabajo como se puede observar en la figura siguiente. Se ha mejorado con respecto al resultado obtenido al capítulo 5. El ancho de banda conseguido está centrado en la banda en la que se quiere trabajar (470 – 860 Mhz) y se ha conseguido adaptar más gracias al balun como se esperaba.

Faltan 12 dBs para adaptar la antena y cumplir las especificaciones requeridas pero se espera que mejore con la implementación de la red de alimentación hasta llegar a ellas. Debido a que se ha conseguido centrar la banda exactamente en la banda de trabajo (en el capítulo 5 estaba ligeramente desplazada hacia frecuencias superiores) y se ha

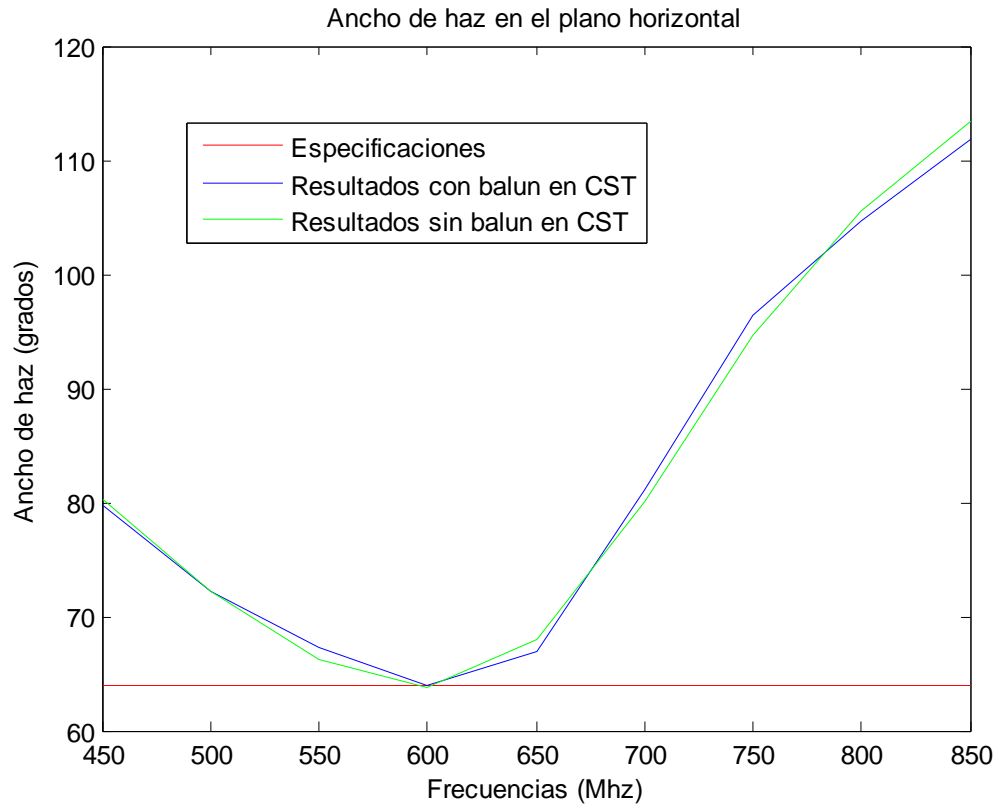
mejorado la adaptación con respecto a la obtenida sin el balun en el capítulo 5, los resultados obtenidos cumplen con los objetivos de este capítulo.



**Ilustración 65:** Adaptación de impedancia obtenida con CST

### 6.2.3.3 *Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados)*

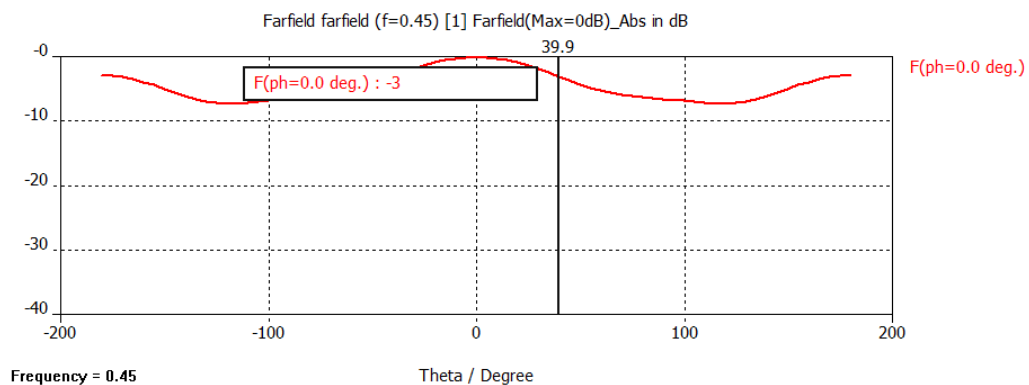
En la figura siguiente se observa la evolución del ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo. Los resultados obtenidos no cumplen las especificaciones. En línea verde se observan los resultados obtenidos en el capítulo anterior donde el dipolo se alimenta con un puerto discreto, y en rojo se observan los resultados obtenidos con la implementación del balun, siendo iguales para ambos. Esto era de esperar, ya que el balun modifica la impedancia de la antena pero no se considera parte radiante de la antena, esto es, dipolo y plano de masa.



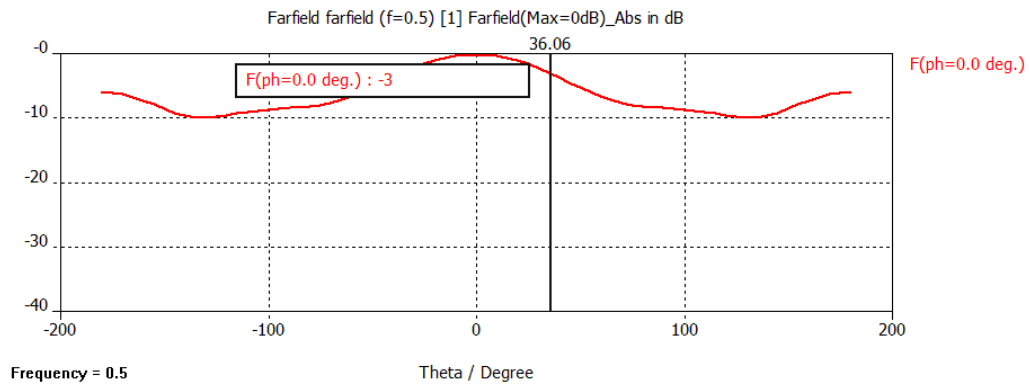
**Ilustración 66: Ancho de haz en el plano horizontal**

En el siguiente apartado, aunque se espera que mejore con la implementación del array se intenta mejorar este aspecto ya que todavía estamos lejos de las especificaciones.

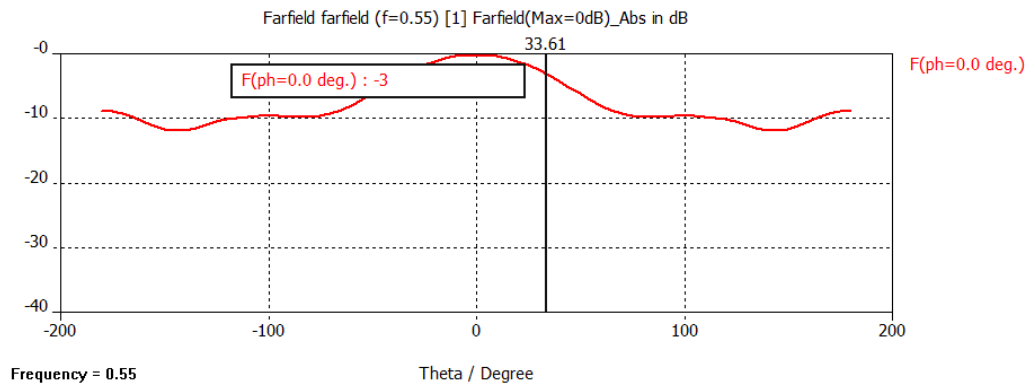
A continuación en la figura siguiente, se muestran los resultados obtenidos en CST del ancho de haz en el plano horizontal para toda la banda de trabajo, tomando muestras cada 50 Mhz.



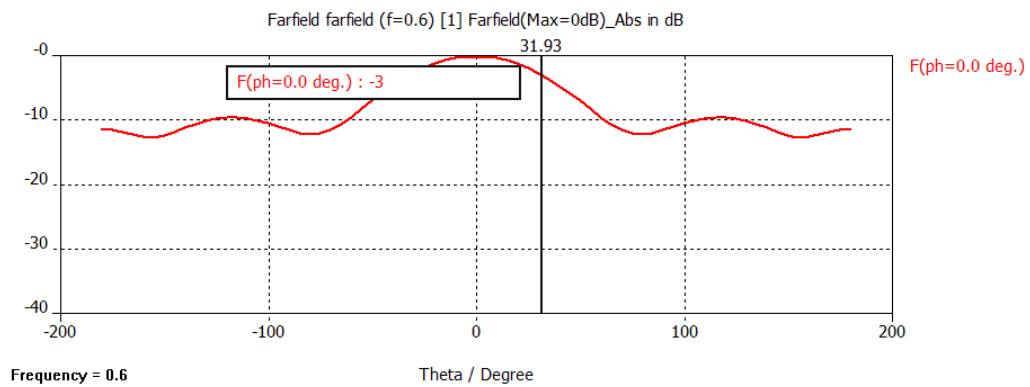
**Ilustración 67: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST**



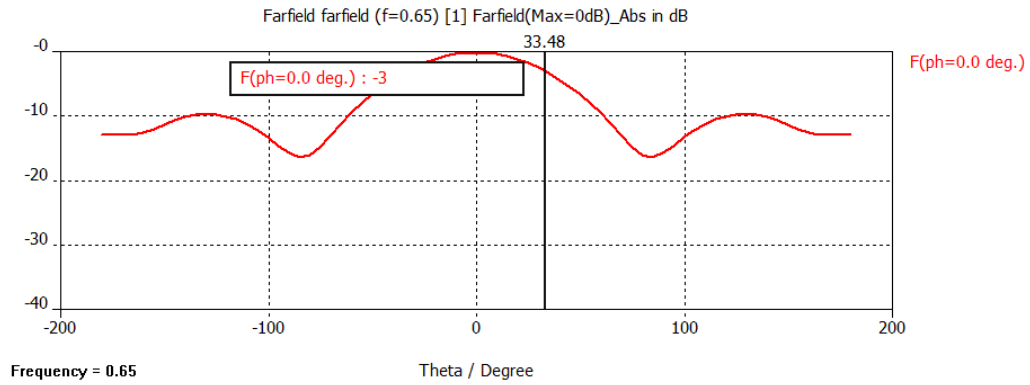
**Ilustración 67: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



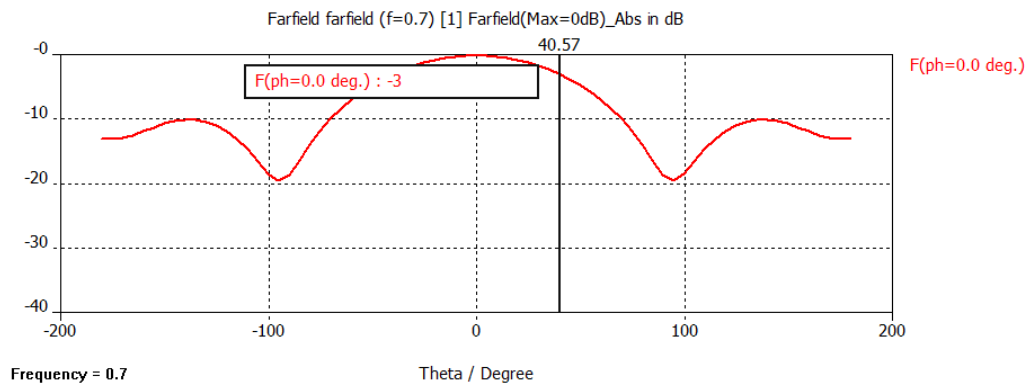
**Ilustración 67: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**



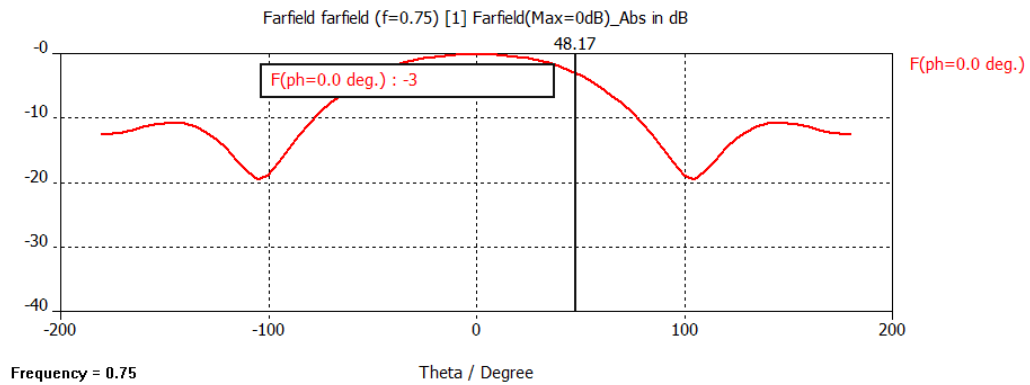
**Ilustración 67: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



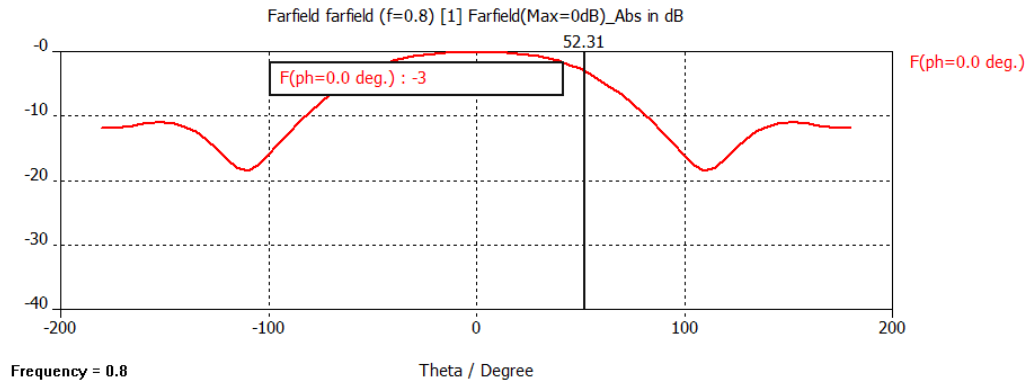
**Ilustración 67: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



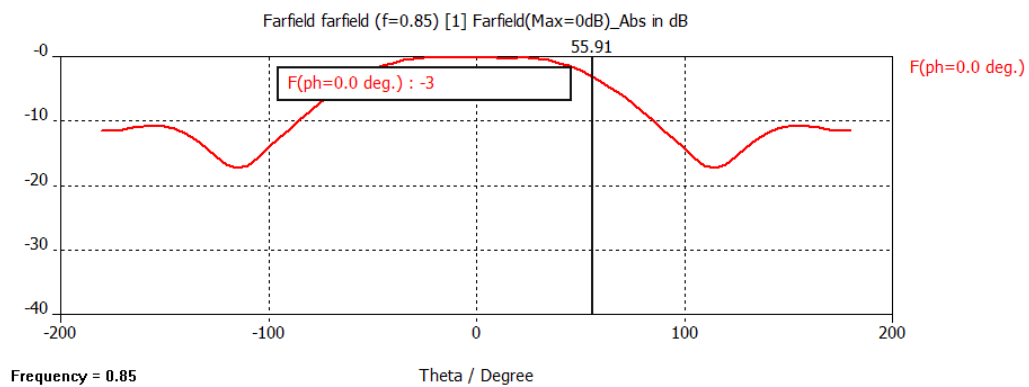
**Ilustración 67: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 67: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 67: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**

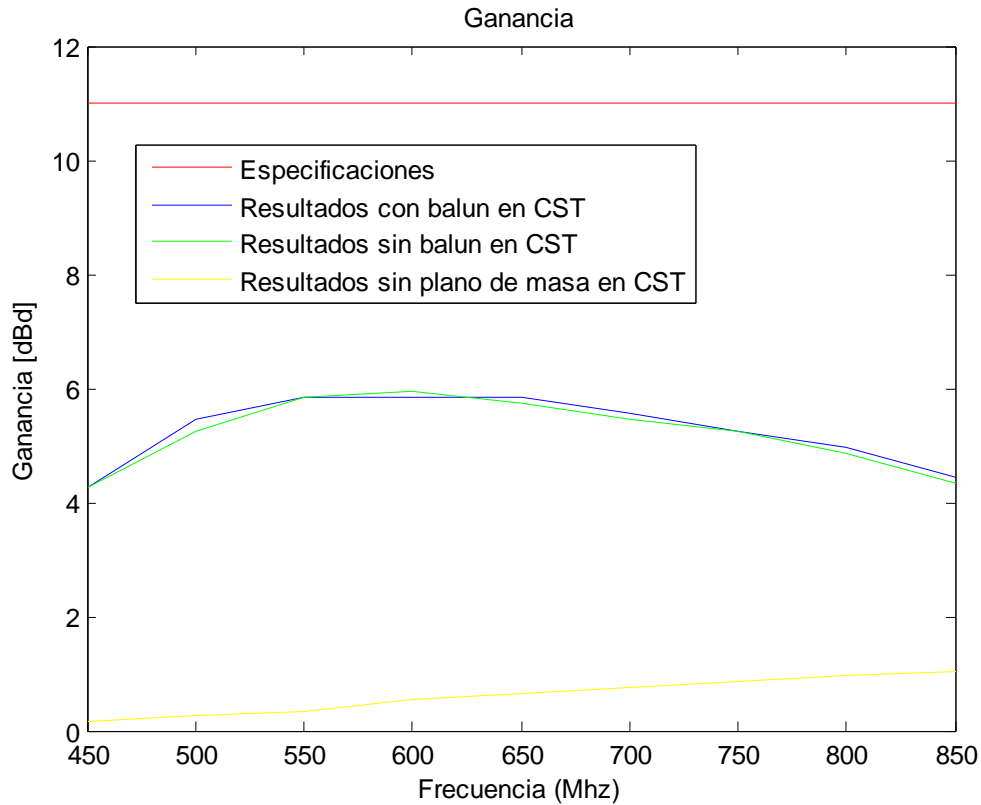


**Ilustración 67: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

#### 6.2.3.4 *Resultado: diagrama de radiación*

En la figura siguiente se puede observar los resultados obtenidos para el caso de la polarización vertical que se llevan realizando en el proyecto para poder ver las mejoras.

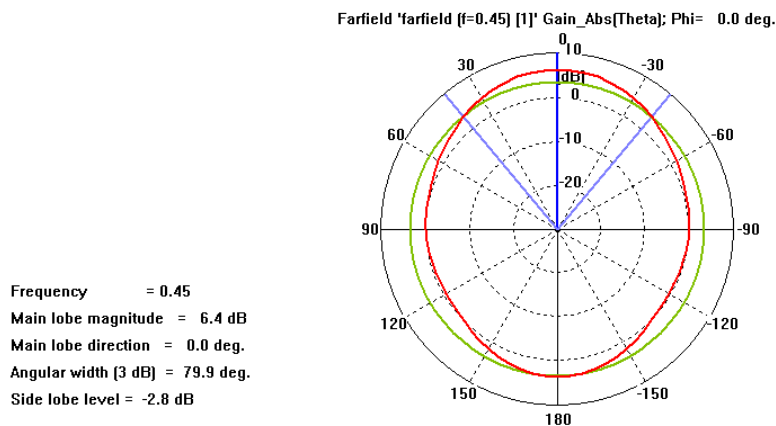
La ganancia obtenida en dBd está en torno a 5-6dBds, faltando unos 5 dBs para alcanzar las especificaciones requeridas. Se puede observar que para el diagrama de radiación la implementación del balun no cambia nada como se preveía a la vista de los resultados obtenidos en el ancho de haz del plano horizontal.



**Ilustración 68: Ganancia en dBd en la banda de trabajo**

Debido a que falta por implementar el array que aumentará la ganancia de la antena considerablemente, los resultados obtenidos cumplen los objetivos de este capítulo.

A continuación se muestra en la figura siguiente los resultados obtenidos del diagrama de radiación obtenidos en CST.



**Ilustración 69: Diagrama de radiación a 450 Mhz en CST**

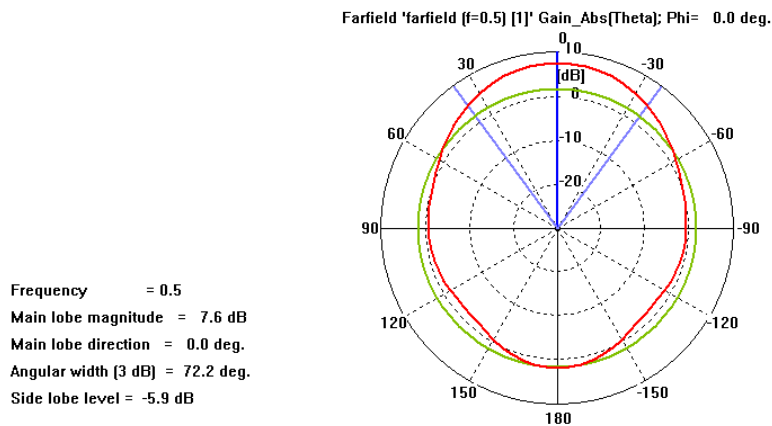


Ilustración 69: Diagrama de radiación a 500 Mhz en CST

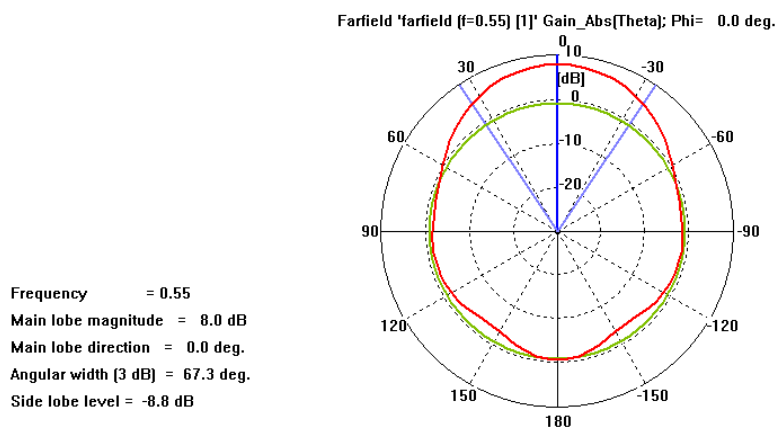


Ilustración 69: Diagrama de radiación a 550 Mhz en CST

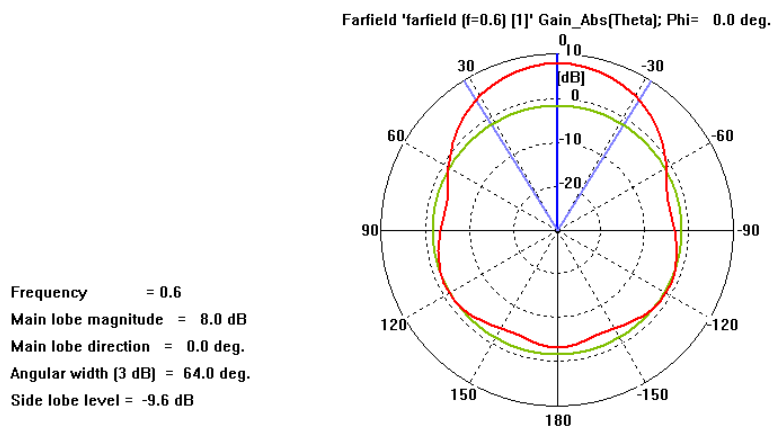


Ilustración 69: Diagrama de radiación a 600 Mhz en CST



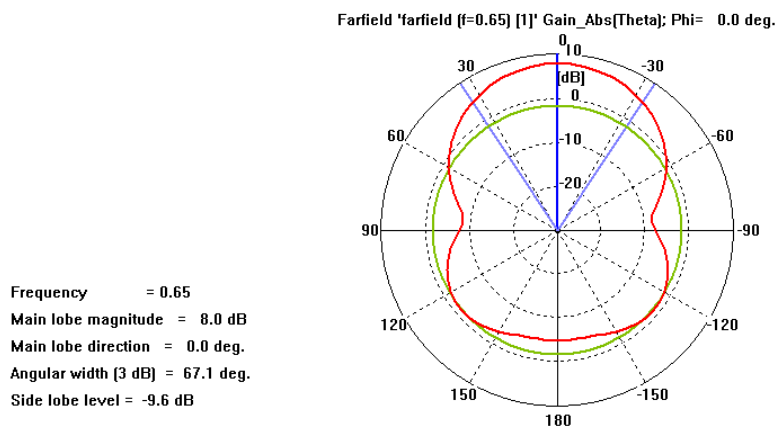


Ilustración 69: Diagrama de radiación a 650 Mhz en CST

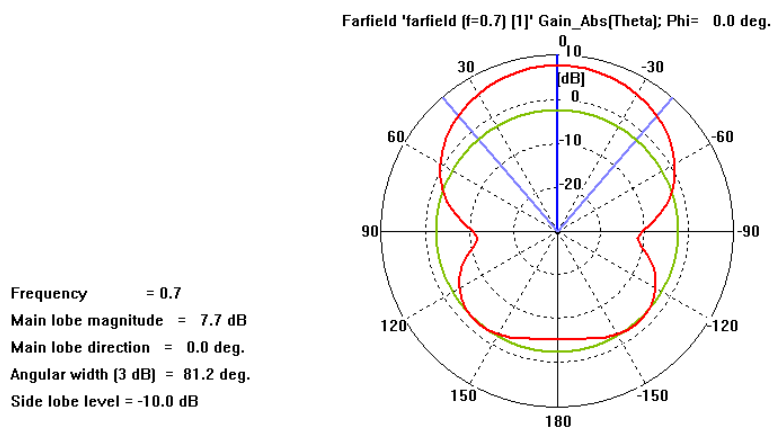


Ilustración 69: Diagrama de radiación a 700 Mhz en CST

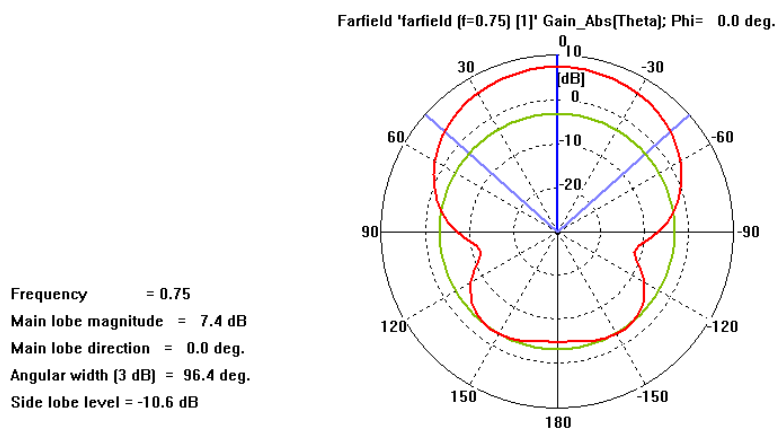


Ilustración 69: Diagrama de radiación a 750 Mhz en CST

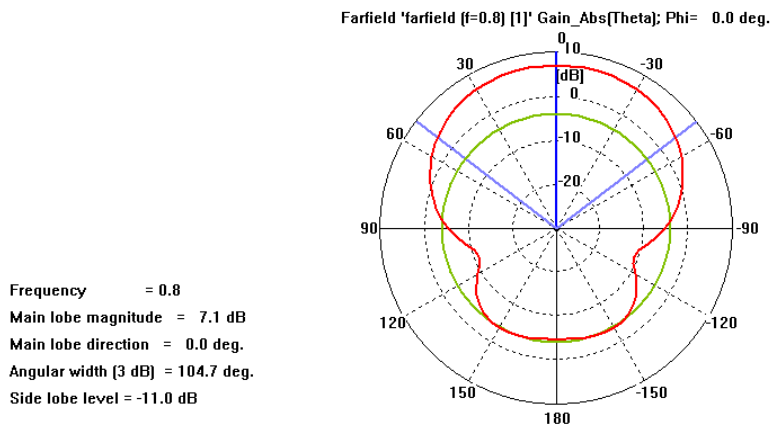


Ilustración 69: Diagrama de radiación a 800 Mhz en CST

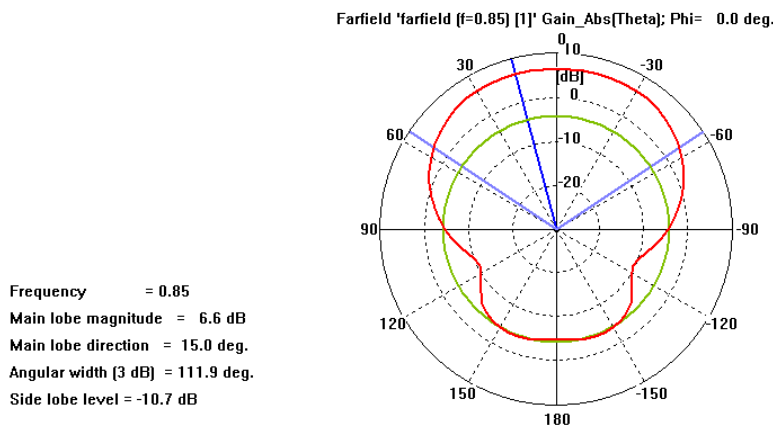


Ilustración 69: Diagrama de radiación a 850 Mhz en CST

### 6.2.3.5 Conclusiones

La implementación del balun permite una alimentación realista y práctica del dipolo de banda ancha que no proporcionaba el puerto discreto. A la vista de los resultados obtenidos, el balun proporciona una adaptación de impedancia distinta, que gracias a la forma diseñada del poste en forma de cuña para este proyecto, se mejora considerablemente hasta los -11 dBs en toda la banda de trabajo.

Se concluye que el balun no forma parte de la estructura radiante ya que el diagrama de radiación no cambia con respecto al caso de alimentarse con puerto discreto. Como consecuencia de esto, el ancho de haz en el plano horizontal tampoco cambia. Los resultados obtenidos para el diagrama de radiación y como consecuencia el ancho de haz en el plano horizontal no son del todo óptimos.

Se espera que con el array se mejore el diagrama de radiación hasta alcanzar las especificaciones requeridas. Sin embargo, se va a intentar mejorar el diagrama de radiación para la polarización vertical en el siguiente capítulo con la implementación de unas paredes metálicas en el plano de masa (ver apartado 5.2)

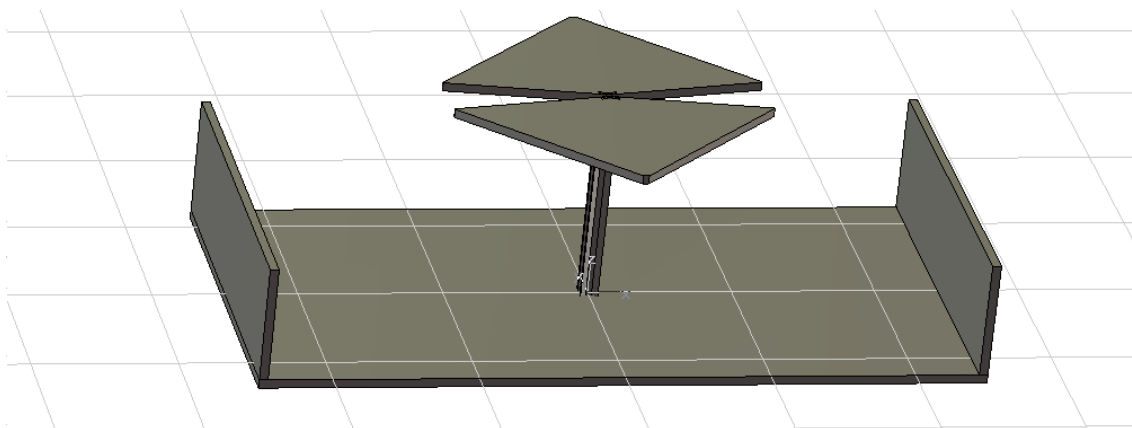
#### 6.2.4 Polarización vertical optimizada

A la hora de optimizar los resultados de la adaptación de impedancia y de la ganancia, se ha aumentado la distancia entre el dipolo y el plano de masa. La altura calculada de  $\lambda/4$  estaba hecha para una frecuencia intermedia de la banda de trabajo, pero al tener un ancho de banda amplio las frecuencias de los extremos no correspondían con ese valor. Al ser las frecuencias bajas las más críticas del ancho de banda, se ha aumentado la altura de tal manera que la distancia entre el dipolo y el plano de masa de  $\lambda/4$  sea más acorde a estas frecuencias. La altura final que se ha tomado es de 142 mm.

También se han incluido unas paredes metálicas en el plano de masa como se muestra en la figura 70. A diferencia de la polarización horizontal, el diagrama de radiación para la polarización vertical tiene un diagrama de radiación un poco degradado no llegando a ser muy directivo. Con la implementación de estas paredes, se intenta conseguir un diagrama de radiación más directivo.

##### 6.2.4.1 Diseño y dimensiones

En la figura 70 se puede observar la forma de la antena con las paredes metálicas.



**Ilustración 70:** Perspectiva del dipolo de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización horizontal en CST

En la tabla 7 se muestran las variables utilizadas en CST, que son las mismas que el apartado anterior, con la modificación del valor de la altura del dipolo sobre el plano de masa y la altura de las paredes metálicas.

<b>A1</b>	19.62mm	<b>B1</b>	4mm	<b>Gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.23mm	<b>B2</b>	220mm	<b>altura</b>	142mm
<b>A3</b>	120mm	<b>B3</b>	4mm	<b>Espesor pec</b>	6mm
<b>gap balun</b>	1.7mm	<b>Espesor balun</b>	2mm	<b>Diámetro vivo coaxial</b>	0.625mm
<b>Diámetro dieléctrico</b>	2.05mm	<b>Paredes metálicas en el</b>	82mm		

coaxial		plano de masa			
---------	--	---------------	--	--	--

Tabla 7: Dimensión de las variables del dipolo de banda con polarización vertical sobre plano de masa en CST

#### 6.2.4.2 Resultado: adaptación de impedancia

En la figura siguiente se observa el resultado obtenido para la adaptación que está por debajo de -16 dBs en toda la banda de trabajo, por lo que faltan 7 dBs para cumplir las especificaciones.

Al aumentar la altura, la adaptación se mejora 5 dBs, por lo que el resultado se mejora considerablemente. En este caso no sólo el balun modifica la impedancia de la antenna, sino que las paredes metálicas también influyen.

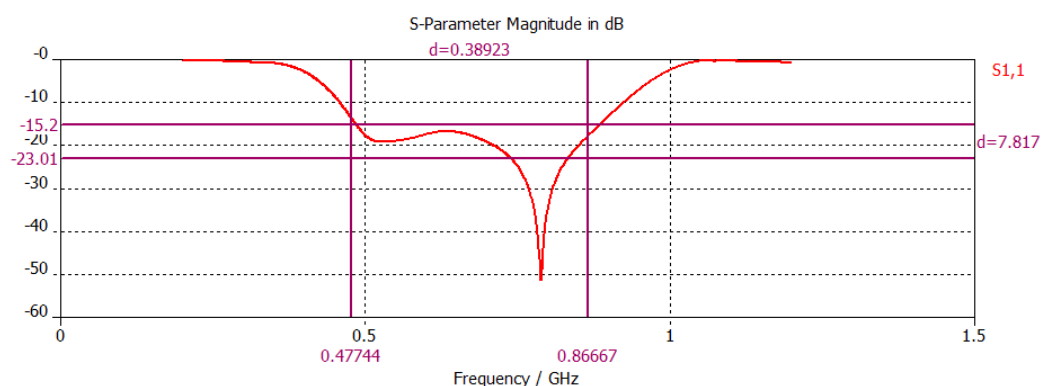
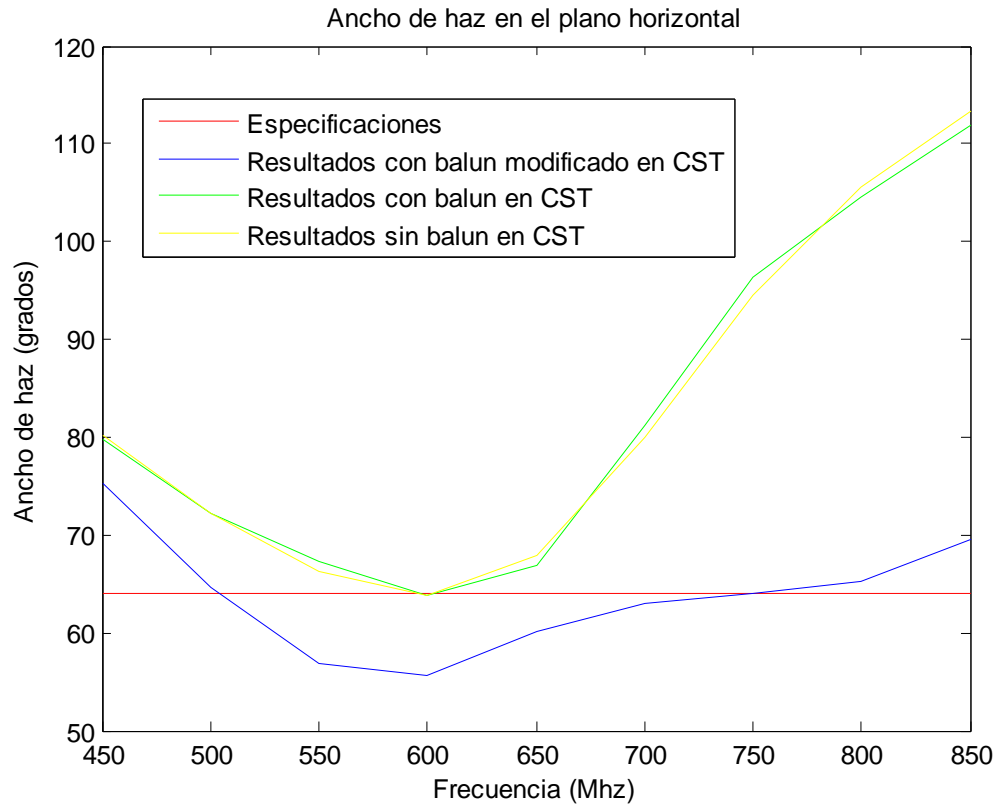


Ilustración 71: Adaptación de impedancia en CST

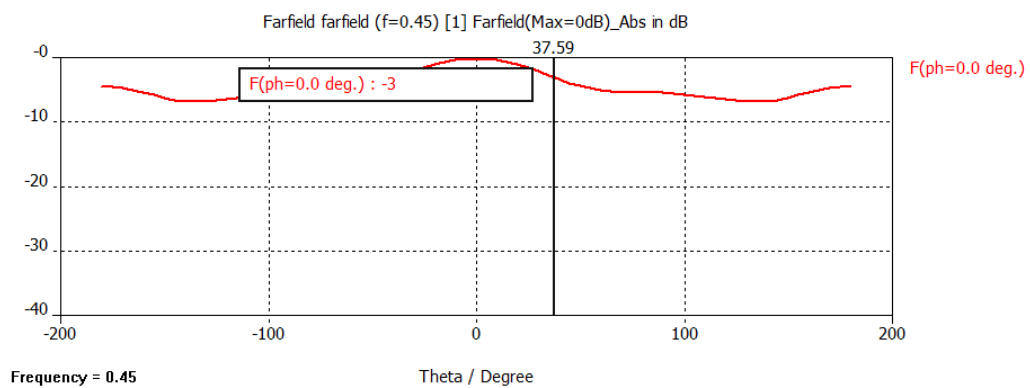
#### 6.2.4.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados)

En la figura siguiente se puede observar en línea azul los resultados obtenidos con las paredes metálicas y aumentando la altura. Se consigue cumplir con las especificaciones desde los 500 Mhz hasta los 750 Mhz, mejorando considerablemente los resultados obtenidos con respecto a simulaciones anteriores para la polarización vertical. Las paredes metálicas no sólo consiguen mejorar la adaptación de la impedancia sino que hacen la antenna más directiva como se puede ver en los resultados obtenidos en 73.

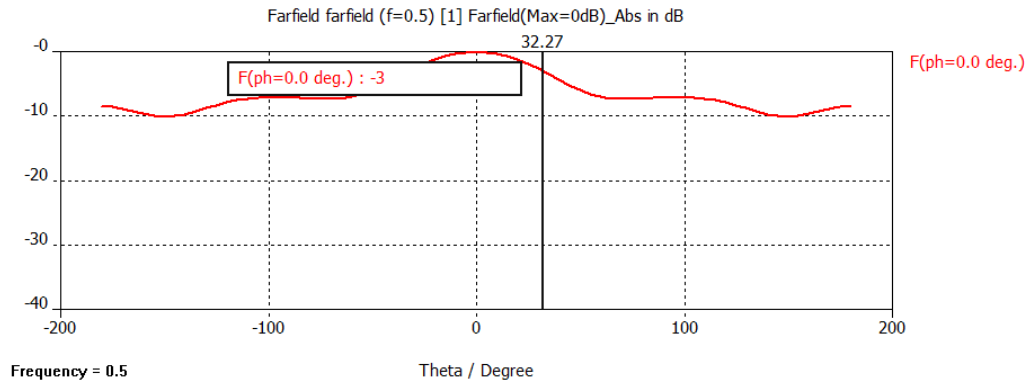


**Ilustración 72: Ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo**

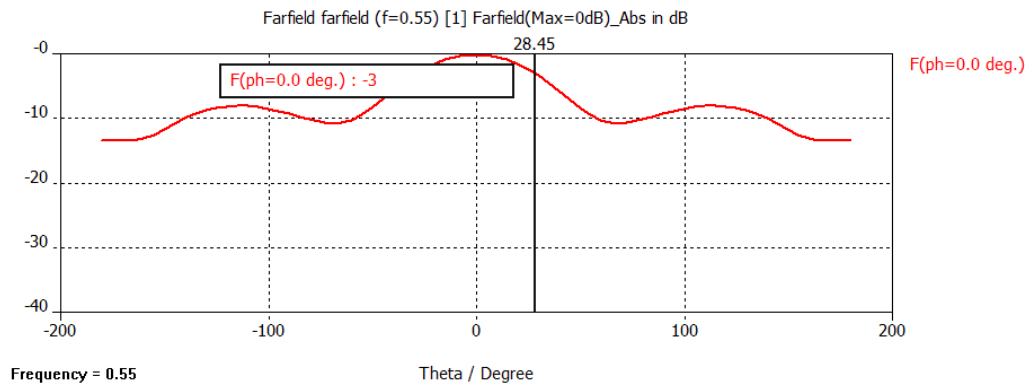
A continuación en la figura 73, se muestran los resultados obtenidos en CST del ancho de haz en el plano horizontal para toda la banda de trabajo, tomando muestras cada 50 Mhz.



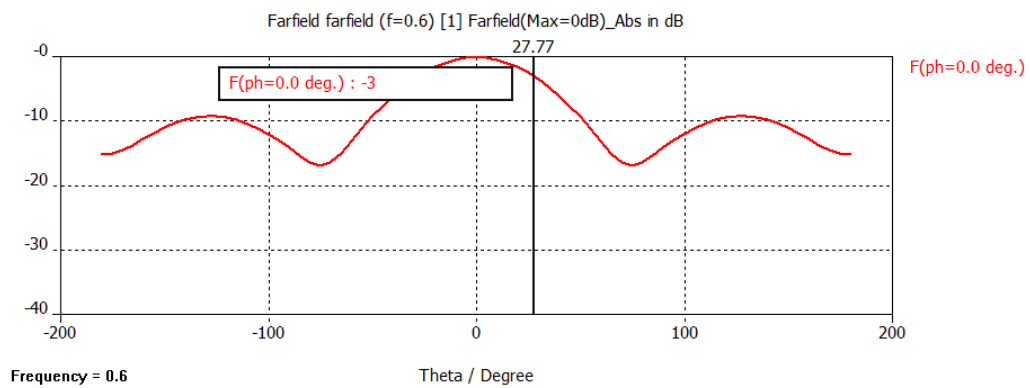
**Ilustración 73: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST**



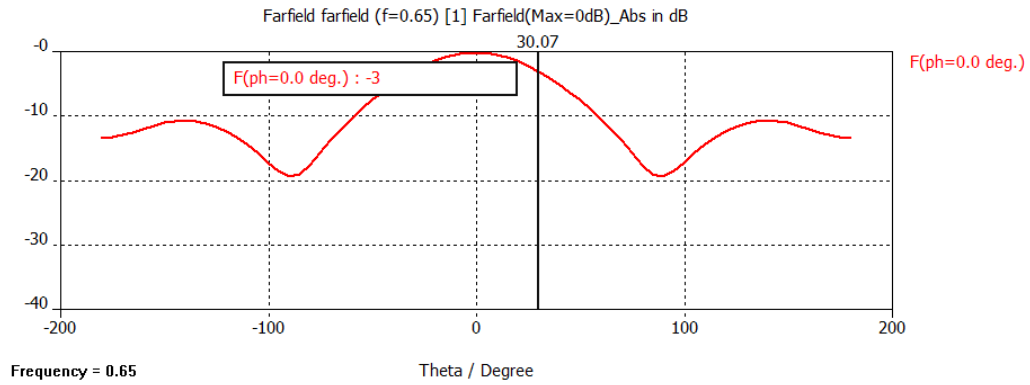
**Ilustración 73: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



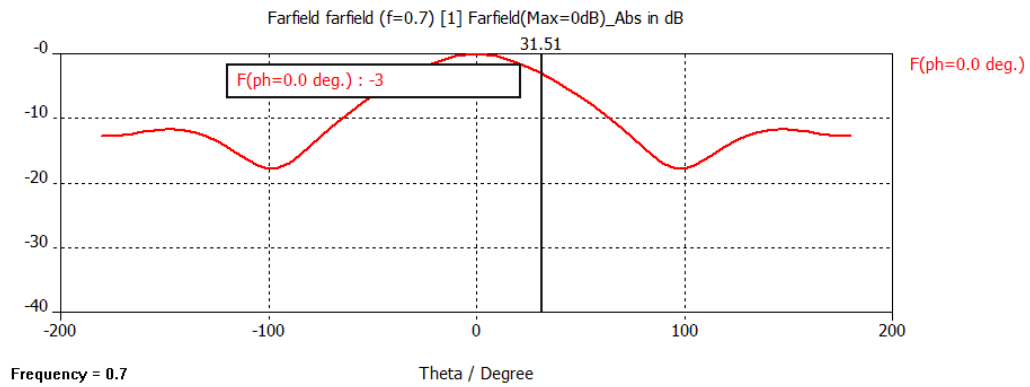
**Ilustración 73: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**



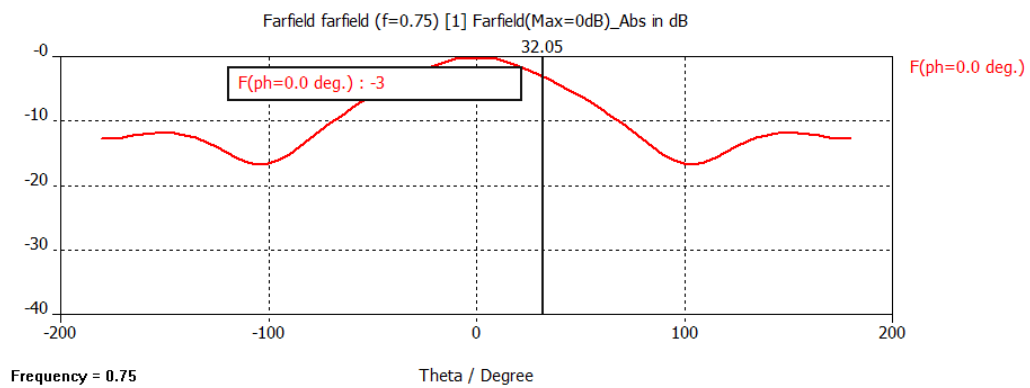
**Ilustración 73: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



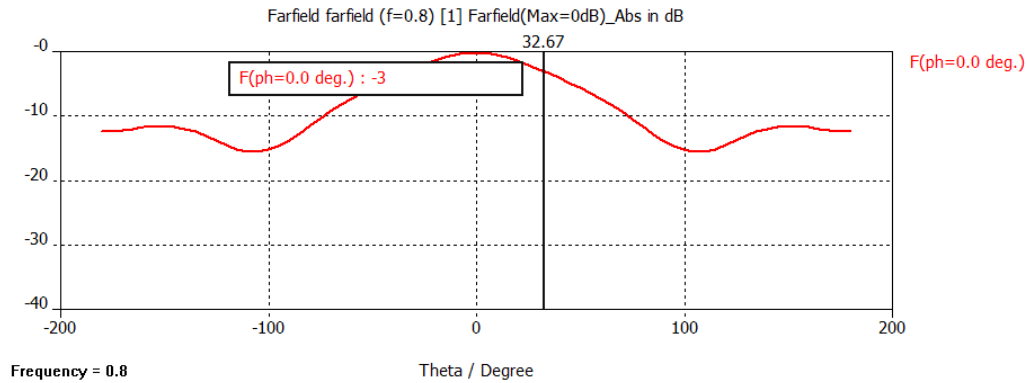
**Ilustración 73: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



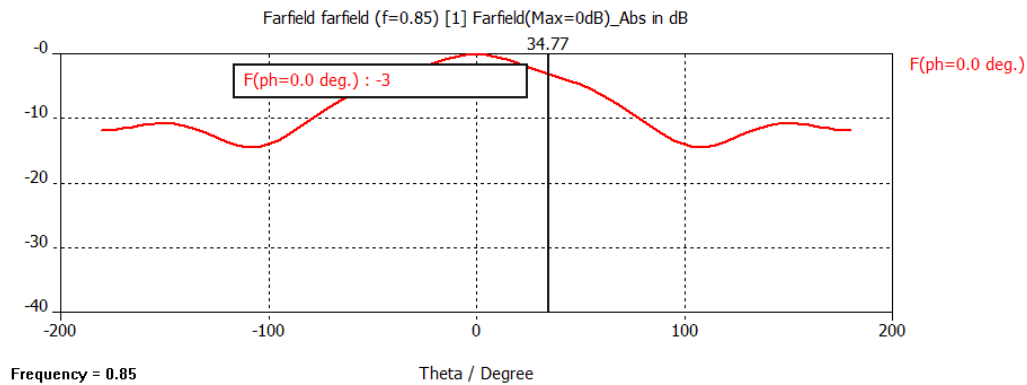
**Ilustración 73: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 73: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 73: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**

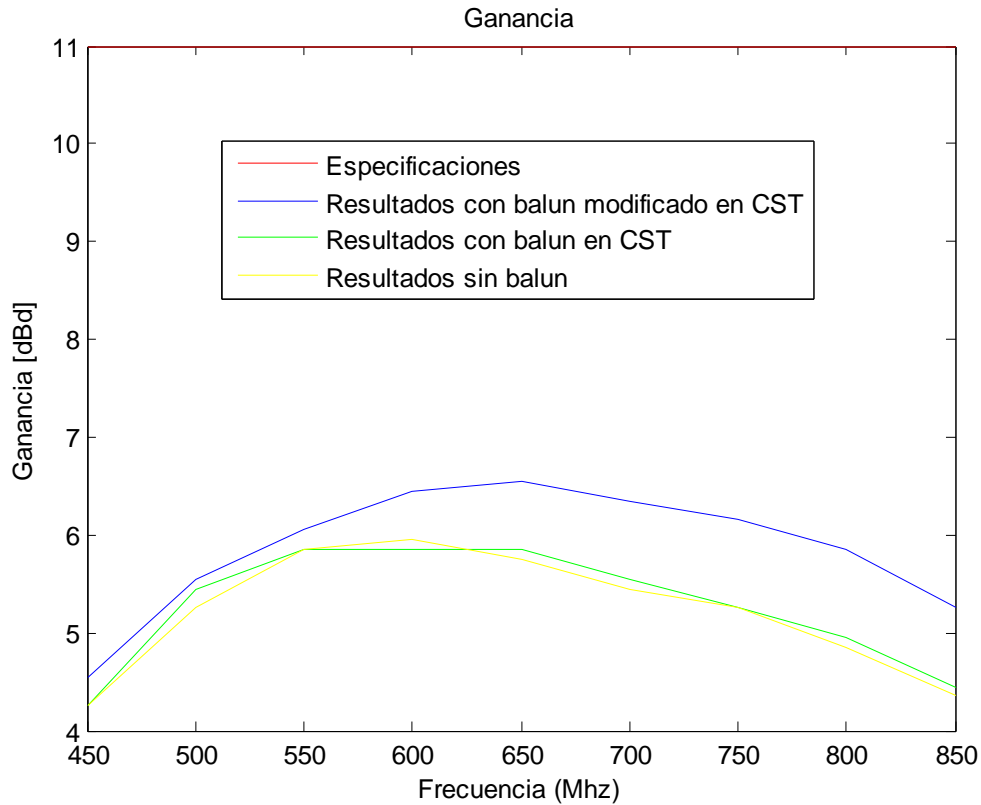


**Ilustración 73: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

#### 6.2.4.4 Resultado: diagrama de radiación

En la figura siguiente se muestra la ganancia en comparación con las simulaciones realizadas a lo largo del proyecto. Se puede ver que en este caso, la ganancia se mejora en torno a 1.5 dBs a partir de los 550 Mhz, siendo prácticamente igual para la parte de la banda de trabajo (470 – 550 Mhz). La ganancia tiene un valor aproximadamente 4.5 – 6-5 dBd que con la implementación del array se espera que alcance valores superiores hasta cumplir con las especificaciones.





**Ilustración 74: Ganancia en dBd en la banda de trabajo**

Al haber mejorado considerablemente los resultados con respecto a la simulación anterior y faltando 5 dBs para conseguir cumplir las especificaciones sin haber implementado el array, los resultados obtenidos cumplen con los objetivos de manera clara.

A continuación en la figura siguiente, se muestran los resultados obtenidos en CST de la ganancia para toda la banda de trabajo, tomando muestras cada 50 Mhz. Se observa que el diagrama de radiación está un poco degradado pero se ha conseguido cumplir con los objetivos de ancho de haz en el plano horizontal y de ganancia, por lo que se consideran válidos.

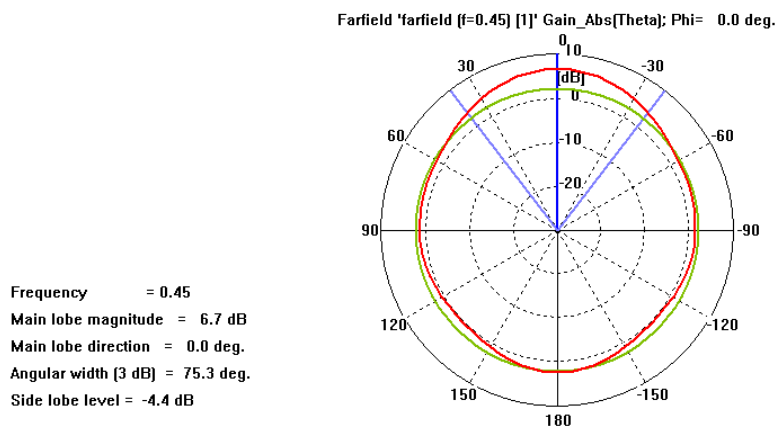


Ilustración 75: Diagrama de radiación a 450 Mhz en CST

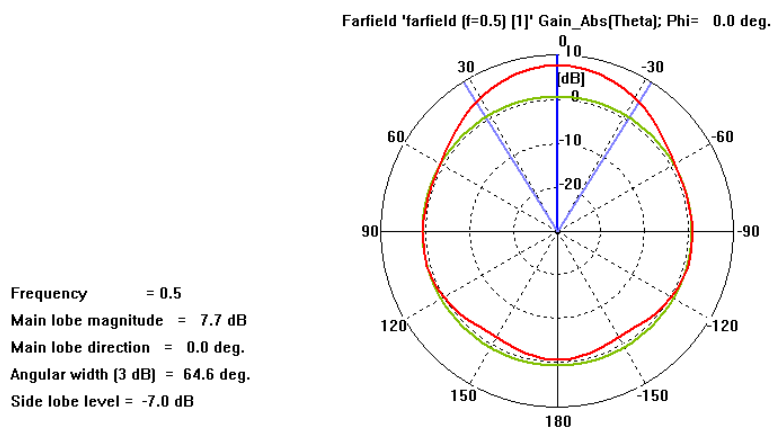


Ilustración 75: Diagrama de radiación a 500 Mhz en CST

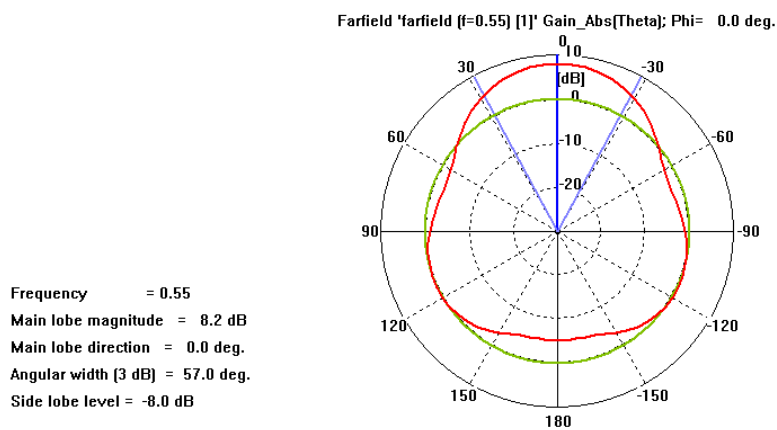


Ilustración 75: Diagrama de radiación a 550 Mhz en CST

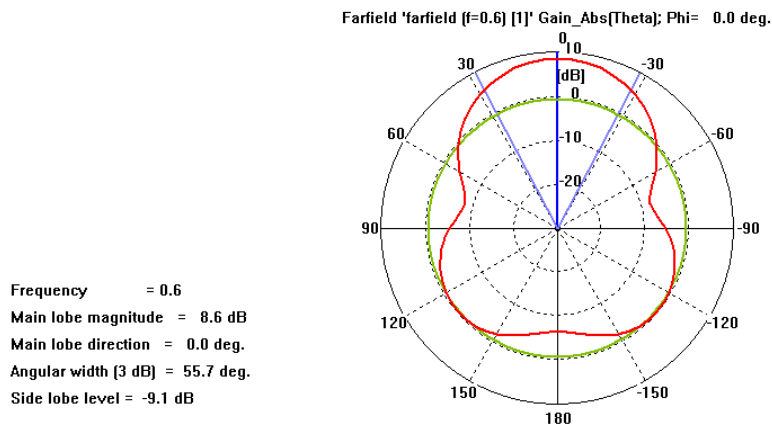


Ilustración 75: Diagrama de radiación a 600 Mhz en CST

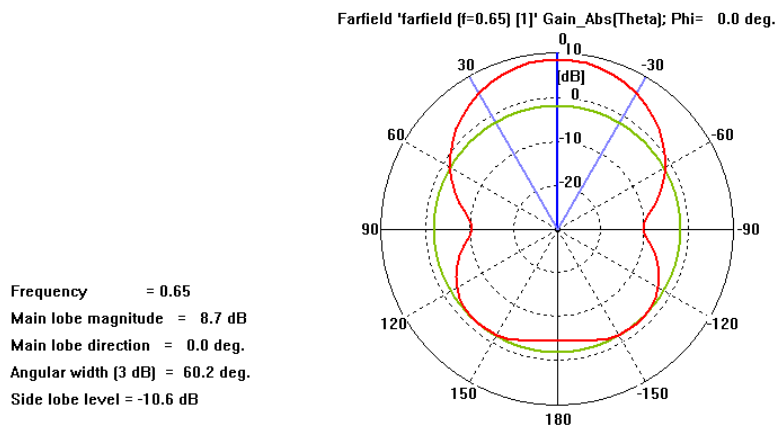


Ilustración 75: Diagrama de radiación a 650 Mhz en CST

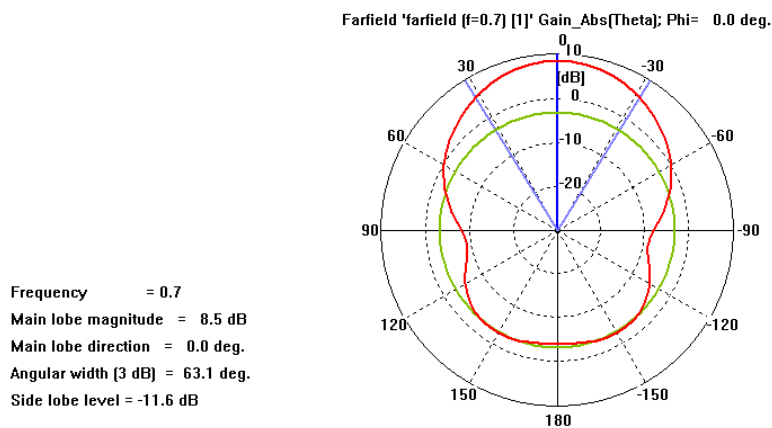


Ilustración 75: Diagrama de radiación a 700 Mhz en CST

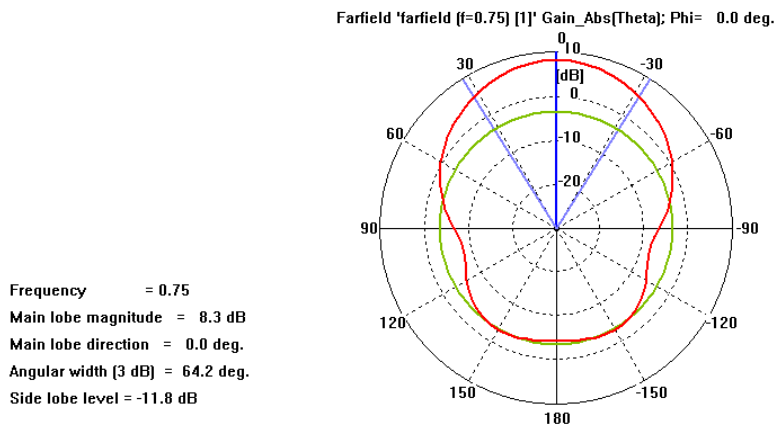


Ilustración 75: Diagrama de radiación a 750 Mhz en CST

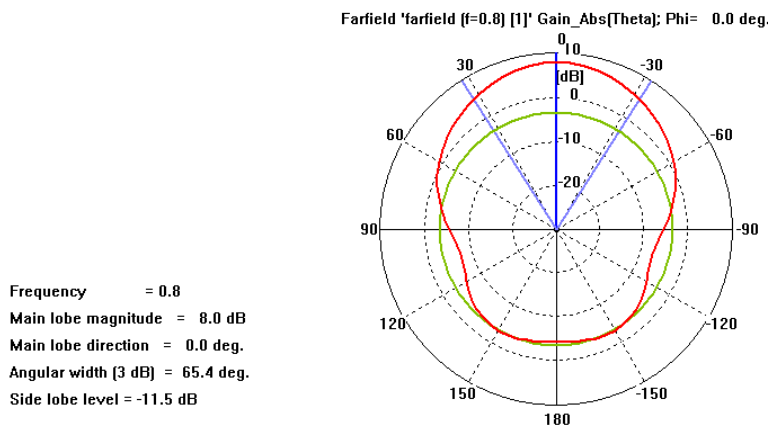


Ilustración 75: Diagrama de radiación a 800 Mhz en CST

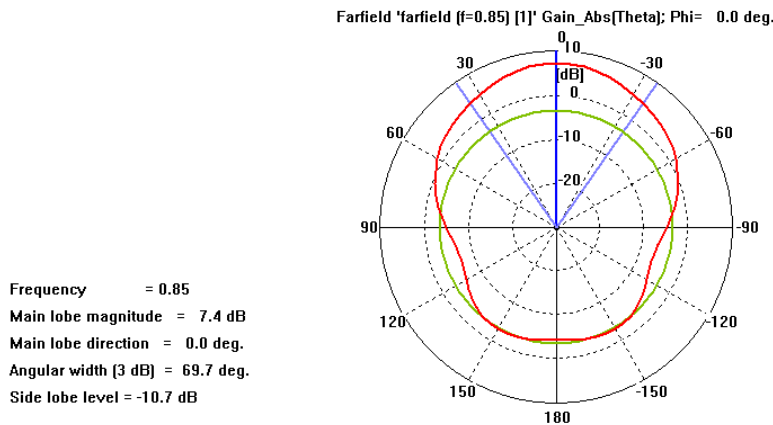


Ilustración 75: Diagrama de radiación a 850 Mhz en CST

#### 6.2.4.5 Conclusiones

En este apartado se han modificado dos partes (aumento de la altura e implementación de las paredes) con respecto al apartado 6.2.3 donde se realizaba una simulación con un balun implementado para la polarización vertical.

Al aumentar la altura del dipolo con respecto al plano de masa, se mejora la adaptación de impedancia en 5 dBs. En el caso de la polarización horizontal, al aumentar esta altura se conseguía adaptar mejor la antena pero a costa de degradar el diagrama de radiación.

No ha sido el caso para la polarización vertical, ya que al incluir las paredes metálicas transversalmente en el plano de masa se ha conseguido mejorar el diagrama de radiación haciéndolo más directivo y aumentando la ganancia. El ancho de haz en el plano horizontal cumple con las especificaciones en el rango 500 – 750 Mhz y reduciendo el ancho para frecuencias fuera de este rango pero dentro de la banda de trabajo. La ganancia aumenta 1.5 dBs. Se han mejorado los 3 resultados que se han obtenido por lo que se dice que se cumple con los objetivos de este apartado.

Las paredes metálicas sólo se pueden poner a lo largo del eje y ya que en capítulos posteriores se implementará el array hacia ese eje. Se ha simulado la polarización horizontal con las paredes metálicas comprobando que no se consigue mejorar los resultados.



## Capítulo 7

### Simulación del array

#### 7.1 Conceptos sobre arrays

Muchas veces, el diagrama de radiación de un único elemento es ancho y no proporciona un diagrama de radiación lo suficientemente directivo. En muchas aplicaciones es necesario diseñar antenas muy directivas, es decir, con alta ganancia, para poder cumplir con las especificaciones requeridas.

Una posible solución para hacer la antena más directiva es la de aumentar las dimensiones del elemento radiante. Otra forma de aumentar las dimensiones de la antena sin aumentar el elemento radiante es formar un acoplamiento de elementos radiantes en una configuración geométrica y eléctrica determinada. Esta nueva antena formada por varios elementos se conoce como array. Los arrays de antenas se pueden formar con diversos elementos y configuraciones. Las tres principales configuraciones de array que se van a ver son lineal, plano y conformado. Los arrays lineales que tienen los elementos dispuestos sobre una línea, los arrays planos, que son agrupaciones bidimensionales cuyos elementos están sobre un plano, y los arrays conformados donde las antenas están sobre una superficie curva.

El campo total del array viene determinado por la suma vectorial de los campos radiados por todos los elementos del array. Si el campo de un único elemento del array se escribe como,

$$\vec{E}_i(\theta, \varphi) = \vec{E}_0(\theta, \varphi) A_i e^{jk_0 \hat{r} \hat{r}_i}$$

**Ecuación 31: Campo eléctrico de cada elemento del array**

Donde  $\vec{r}_i$  es el vector de posición,  $A_i$  es la alimentación del elemento y  $\vec{E}_0(\theta, \varphi)$  es el campo radiado por elemento en el origen.

El campo radiado por la antena será entonces la suma vectorial,

$$\vec{E}_a(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i(\theta, \varphi) = \vec{E}_0(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r} \hat{r}_i} = \vec{E}_0(\theta, \varphi) \times FA(\theta, \varphi)$$

**Ecuación 32: Campo eléctrico del array**

Siendo  $FA(\theta, \varphi)$  el Factor de Array.

Si se quiere tener diagramas de radiación muy directivos de gran ganancia es necesario que los campos de cada elemento radiante se sumen en la dirección deseada y se resten en las demás direcciones del espacio. En un array de elementos idénticos podemos usar los siguientes parámetros para controlar el diagrama de radiación de una antena array:

- Configuración geométrica.

- Posición relativa de los elementos.
- Amplitud de excitación de los elementos.
- Fase de excitación de los elementos.
- Diagrama de radiación de los elementos.

### 7.1.1 Arrays lineales

El caso más sencillo de calcular es el que se muestra en la figura siguiente. Se tienen  $N$  elementos a lo largo del eje  $z$  separados una distancia fija  $d$ . Se puede escribir el vector de posición de cada elemento como sigue,

$$\vec{r}_i = id\hat{z} \rightarrow \hat{r}\vec{r}_i = id\cos(\theta) ; A_i = a_i e^{j\alpha_i}$$

El Factor de Array queda:

$$FA(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N A_i e^{jk_0 \hat{r}\vec{r}_i} = \sum_{i=1}^N a_i e^{j(ik_0 d \cos\theta + \alpha_i)}$$

Ecuación 33: Factor de array

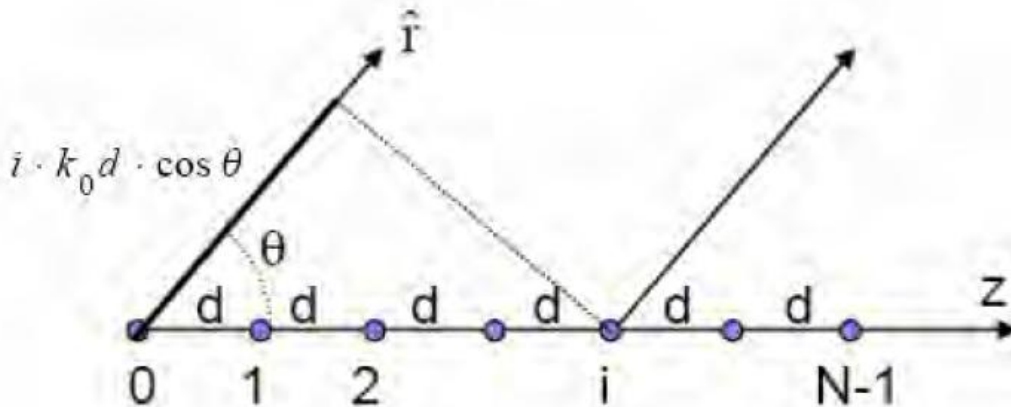


Ilustración 76: Array lineal de N elementos

En función del tipo de excitación que tengamos en cada uno de los elementos se tiene un diagrama de radiación diferente.

### 7.1.2 Arrays planos

Los arrays planos tienen sus elementos radiantes situados sobre una matriz rectangular. En comparación con los arrays lineales cuyos elementos están situados en línea, los arrays planos pueden proporcionar diagramas de radiación más simétricos, además de poder apuntar a cualquier parte del espacio.

En un array de  $M \times N$  elementos en el plano  $XY$  según muestra la figura siguiente, con separación uniforme entre ellos en cada dirección, con coeficiente de alimentación complejo  $A_{mn}$ , se obtiene el Factor de Array.



$$FA(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=1}^{N-1} A_{mn} e^{jk_0 \hat{r} \vec{r}_{mn}} = \sum_{m=1}^{M-1} \sum_{n=1}^{N-1} A_{mn} e^{jm k_0 d_x \sin \theta \cos \varphi} e^{jn k_0 d_y \sin \theta \cos \varphi}$$

Ecuación 34: Factor de array de MxN elementos

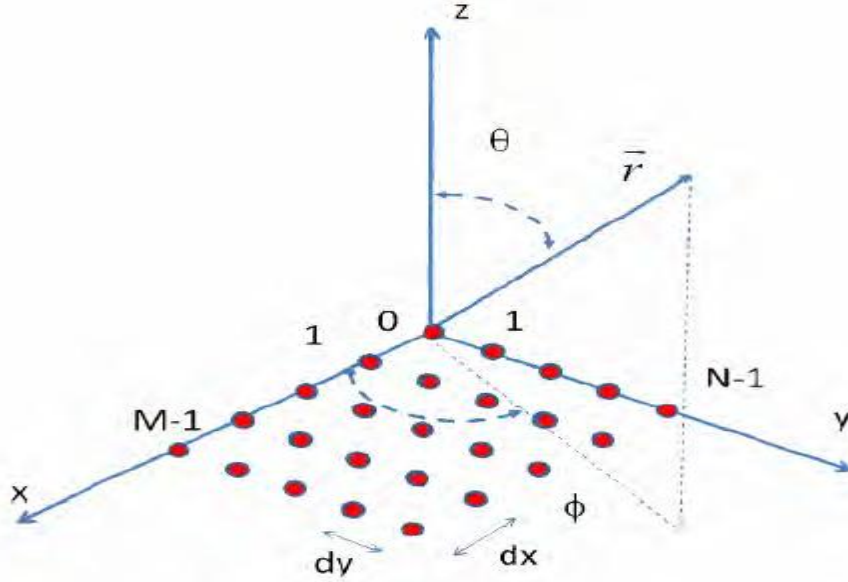


Ilustración 77: Array plano de MxN elementos

### 7.1.3 Arrays en fase

Son un tipo de arrays lineales cuyos elementos están separados una distancia fija y están alimentados con la misma amplitud, pero con un diagrama de radiación controlado con la fase de las alimentaciones, con fases progresivas, es decir,  $A_i = e^{j(i\alpha)}$  para un array lineal. Esto es así porque variado el desfase progresivo  $\alpha$  se puede barrer todo un plano  $\varphi$  con un array lineal.

## 7.2 Simulación array con polarización horizontal

En los capítulos anteriores se muestran los resultados obtenidos de un único elemento, en los que no se consigue cumplir las especificaciones de ancho de haz y de ganancia. Como se ha comentado anteriormente, para aumentar la directividad de una antena se tienen dos soluciones. La primera consiste en aumentar las dimensiones del elemento y la segunda la implementación del array. La primera solución es descartada debido a que aumentar la dimensión del elemento incrementa la ganancia, pero por otro lado, desplazaría la banda hacia frecuencias distintas de la banda de trabajo. Es por esto que se va a mostrar los resultados obtenidos de la simulación de un array lineal de dipolos de banda ancha sobre un plano de masa a  $\lambda/4$  con polarización horizontal.

### 7.2.1 Diseño y dimensiones

La principal limitación que se tiene a la hora de implementar el array es el tamaño, que en este proyecto está limitado a una dimensión de 500×1000 mm. Debido a que el tamaño del plano de masa para un elemento es 500×300 mm, el número de elementos que se pueden colocar linealmente a lo largo del eje y en el array es 3, sobrando 100 mm de espacio. Si se reduce el tamaño del plano de masa de cada elemento hasta 500×250 mm, el número de elementos se ajustaría a 4, proporcionando una directividad mayor. Así mismo, al tener una separación entre elementos menor (250 mm) se reducen los gratinglobes. La alimentación del array ha sido uniforme y de amplitud 1.

Considerando la frecuencia central 600Mhz,  $\lambda = 0.5$  m

$$d = 250mm = \frac{1}{2}\lambda$$

**Ecuación 35: Distancia entre elementos**

$$\varphi = kdcos\theta + \alpha = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)\frac{\lambda}{2}cos\theta = \pi cos\theta$$

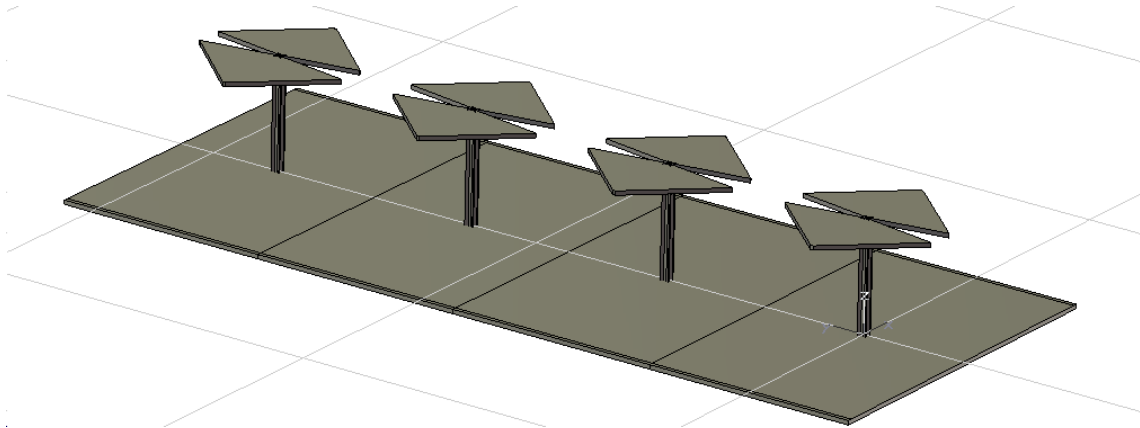
**Ecuación 36: Ángulo eléctrico**

El Factor de Array quedará entonces,

$$FA(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^3 a_n e^{jn\varphi} = \sum_{n=0}^3 e^{jn\pi cos\theta}$$

**Ecuación 37: Factor de array para 4 elementos**

En la figura siguiente se muestra la implementación del array lineal de 4 dipolos de banda ancha sobre el plano de masa.



**Ilustración 78:** Perspectiva del array de dipolos de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización horizontal en CST

En la tabla 8, se muestran las dimensiones de las variables de la antena utilizadas en CST. Estas son las mismas que las utilizadas en el capítulo anterior pero incluyendo la distancia entre elementos del array ( $d$ ).

<b>A1</b>	19.62mm	<b>B1</b>	4mm	<b>Gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.23mm	<b>B2</b>	220mm	<b>H</b>	127.5mm
<b>A3</b>	120mm	<b>B3</b>	4mm	<b>Espesor pec</b>	6mm
<b>gap balun</b>	1.7mm	<b>Espesor balun</b>	2mm	<b>Diámetro vivo coaxial</b>	0.625mm
<b>Diámetro dieléctrico coaxial</b>	2.05mm	<b>d</b>	250mm		

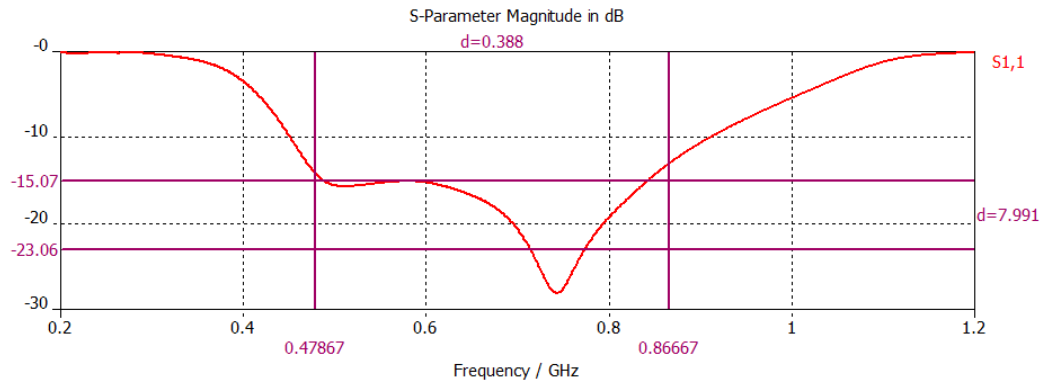
**Tabla 8:** Dimensión de las variables del array de dipolos de banda con polarización horizontal sobre plano de masa en CST

Aunque en el capítulo anterior se había obtenido un resultado óptimo en la altura de 142 mm, al implementar el array se ha modificado con el fin de alcanzar un valor óptimo como compromiso entre adaptación y diagrama de radiación.

### 7.2.2 Resultado: adaptación de impedancia

Al tener cuatro elementos, se obtiene el resultado de los cuatro puertos, que al ser iguales tendrán la misma adaptación. Por eso se muestra el resultado de un único puerto, que en este caso corresponde con el primero.

En la figura siguiente se muestra el resultado obtenido para la adaptación de impedancia. Está por debajo de -15 dBs para todo el rango de trabajo, disminuyendo 1 dB con respecto al resultado obtenido en el capítulo anterior. Se ha tenido que disminuir adaptación a costa de aumentar la ganancia del array, pero se espera que aumente la adaptación de impedancia considerablemente cuando se implementen las líneas de alimentación.

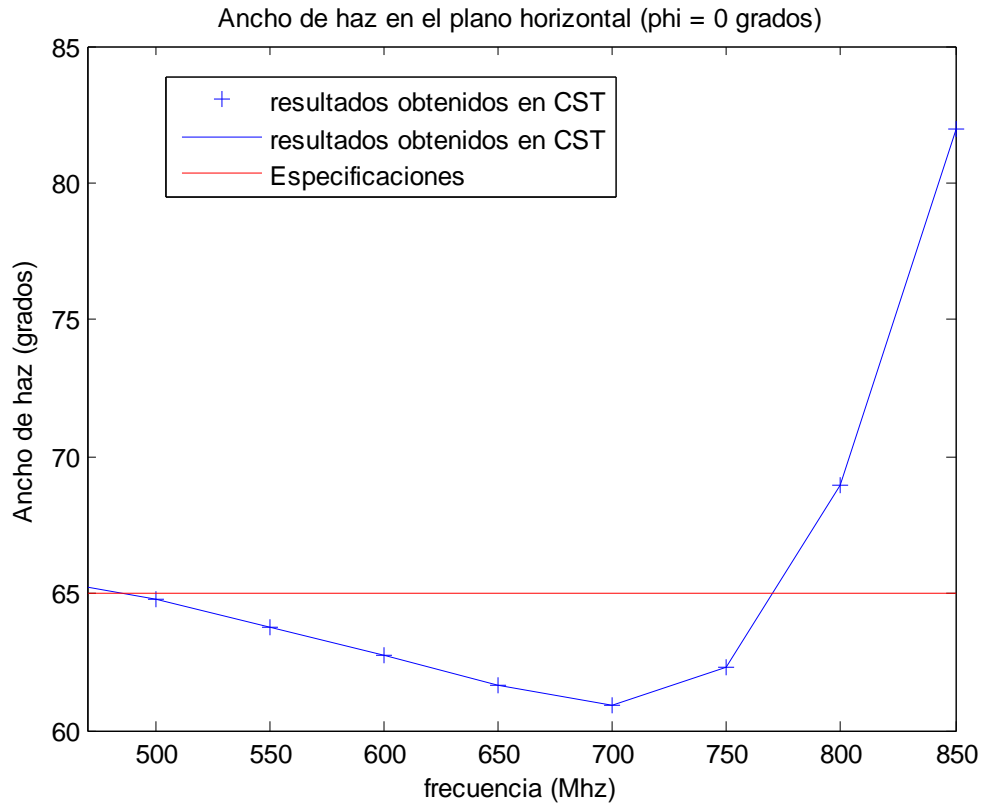


**Ilustración 79: Adaptación de impedancia en CST**

Debido a que la adaptación es 1 dB peor al implementar el array y que se espera que mejore con la red de alimentación el resultado obtenido cumple con los objetivos.

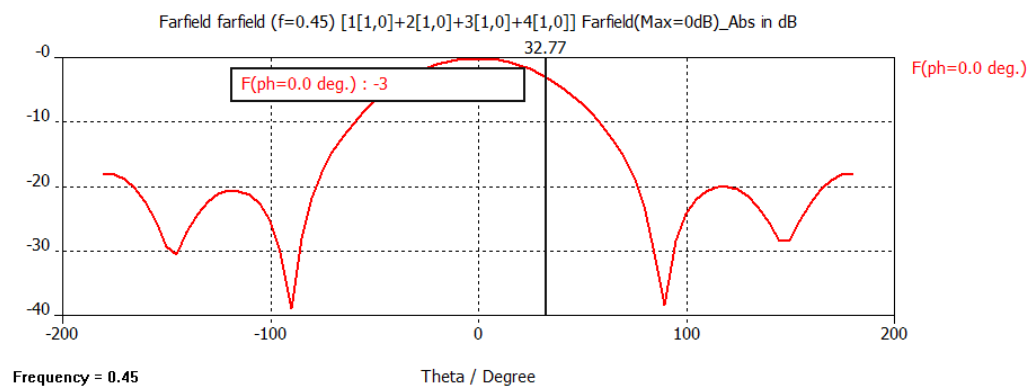
### 7.2.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados)

Al incluir el array, el ancho de haz aumenta un poco en comparación con el elemento radiante, no cumpliendo las especificaciones para las frecuencias en los extremos de la banda de trabajo, por lo que se ha tenido que disminuir la altura del dipolo con el plano de masa para disminuir el ancho haz disminuyendo a su vez la adaptación de impedancia. Finalmente los resultados obtenidos son un ancho de haz menor de 64 grados para toda la banda excepto a partir de 850 Mhz, que aumenta hasta los 80 grados. A continuación se muestra gráficamente los resultados, donde en rojo están las especificaciones y en azul los resultados obtenidos. Se puede ver que hasta los 760 Mhz se cumplen las especificaciones. Se podría disminuir el ancho de haz aumentando la distancia entre cada elemento del array, a costa de aumentar los grating lobes.

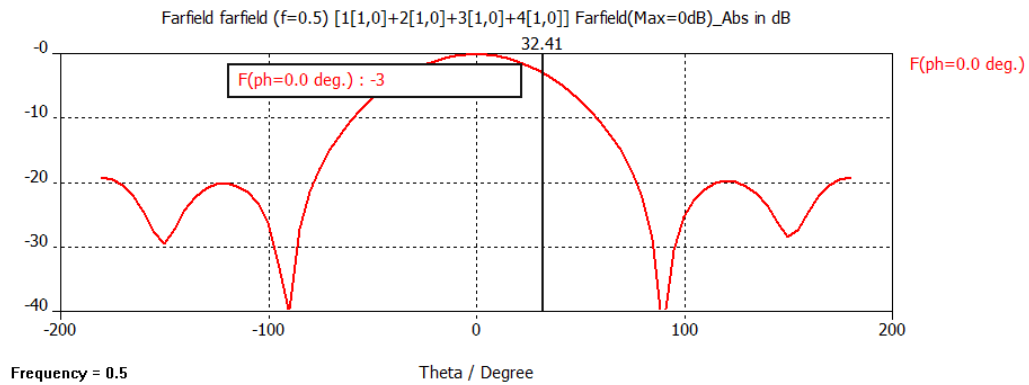


**Ilustración 80: Ancho de haz en el plano horizontal en la banda de trabajo**

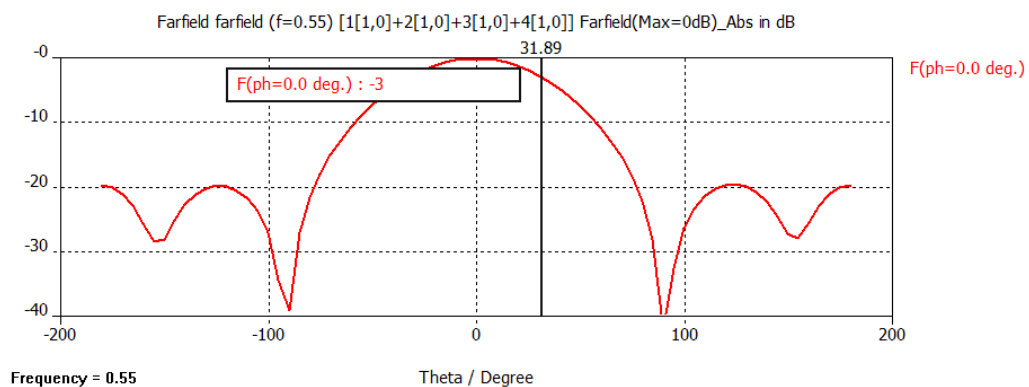
A continuación en la figura siguiente, se muestran los resultados obtenidos en CST del ancho de haz en el plano horizontal para toda la banda de trabajo, tomando muestras cada 50 Mhz.



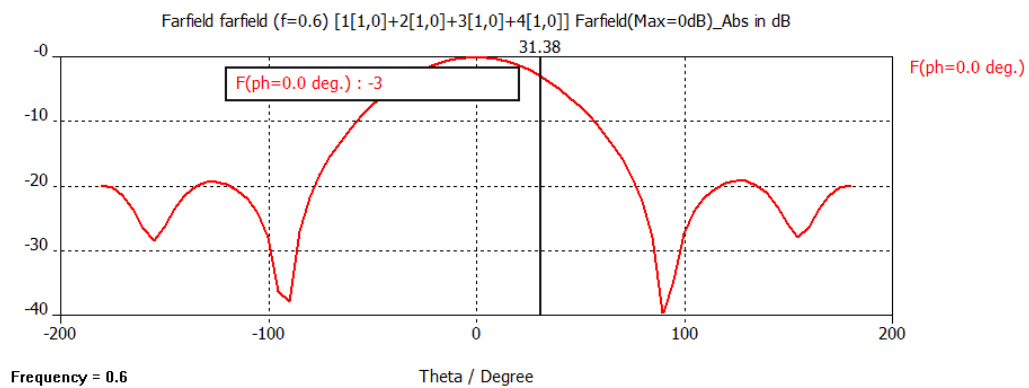
**Ilustración 81: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST**



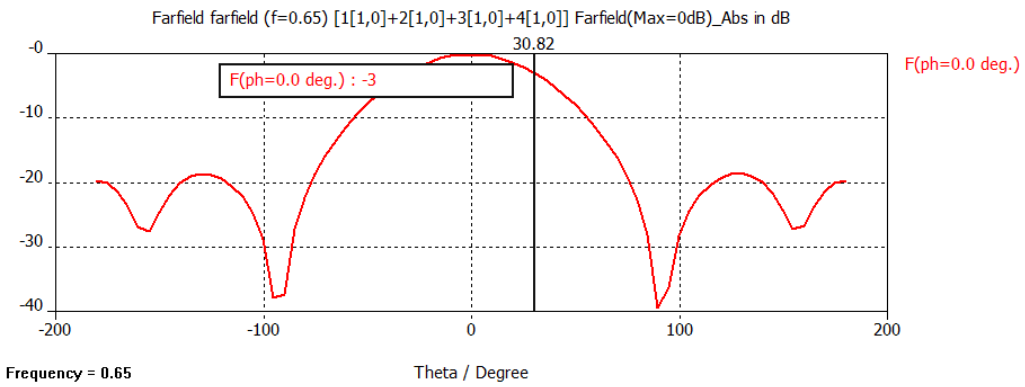
**Ilustración 81: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



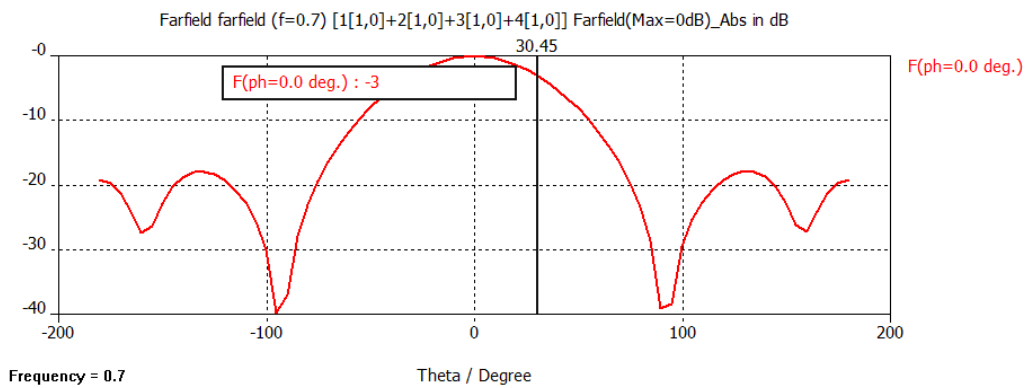
**Ilustración 81: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**



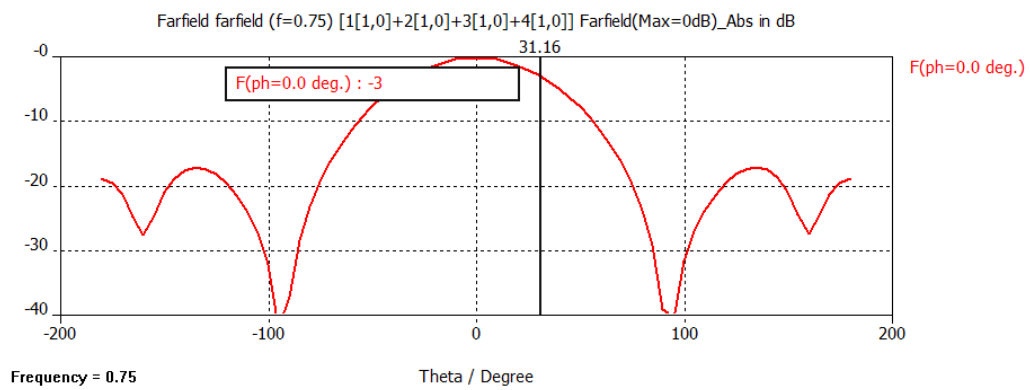
**Ilustración 81: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



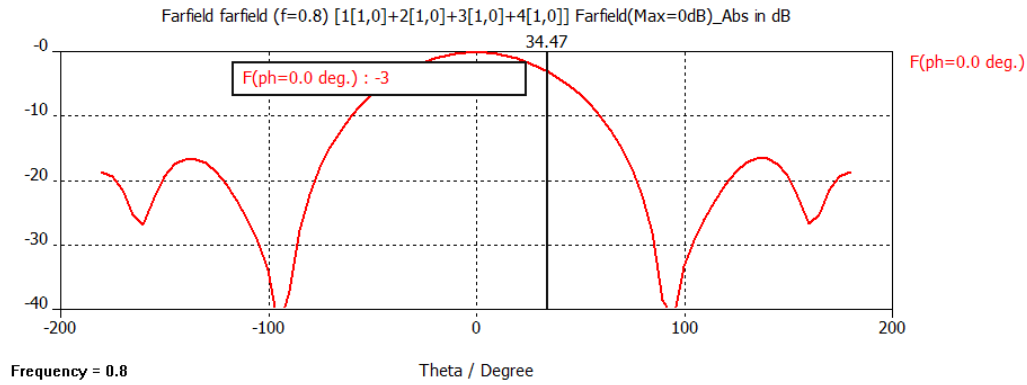
**Ilustración 81: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



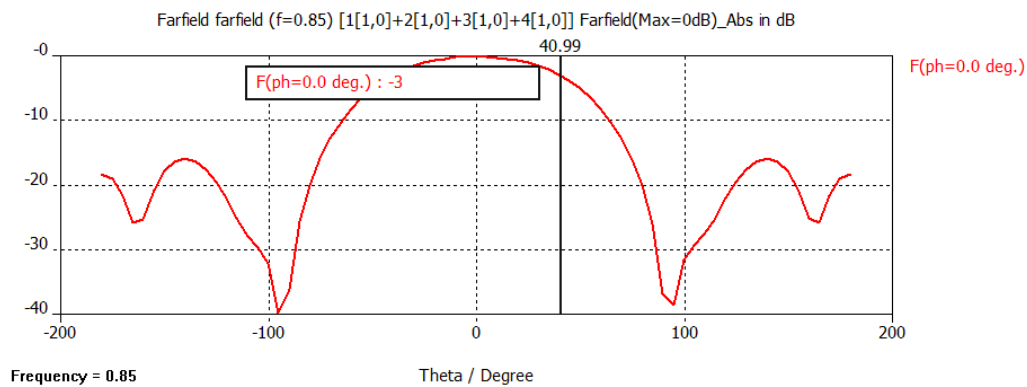
**Ilustración 81: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 81: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 81: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 81: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

#### 7.2.4 Resultado: ancho de haz en el plano vertical (phi = 90 grados)

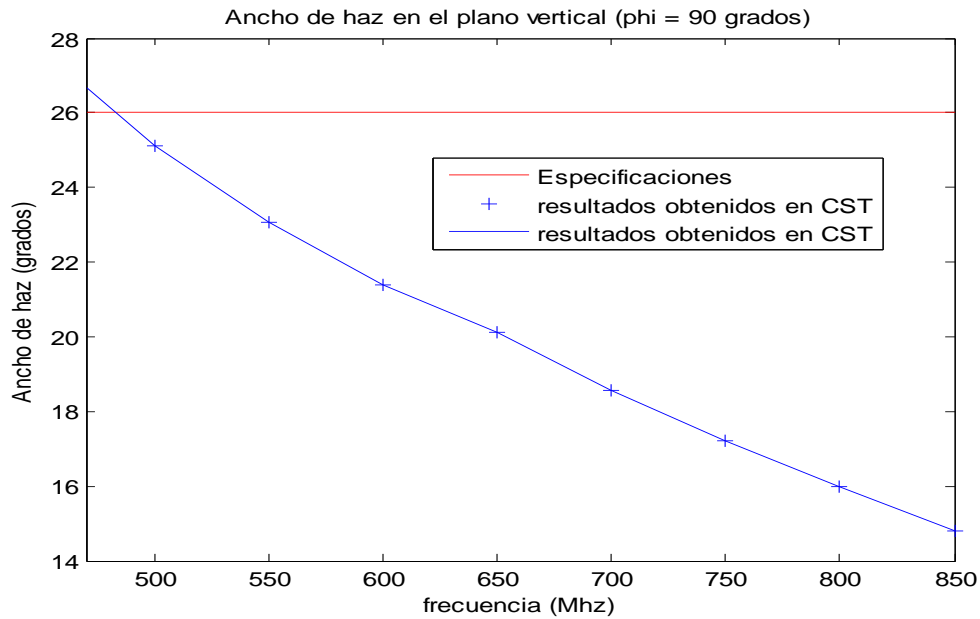
Se introduce un nuevo resultado en la simulación del array. El plano vertical, es decir, el plano phi = 90 grados, se mide mirando en el eje theta para qué ángulo de este eje el máximo cae -3 dBs. El cálculo sería el siguiente.

$$\Delta\theta = 2(\theta_{-3dBs} - \theta_{max})$$

**Ecuación 38: Ancho de haz**

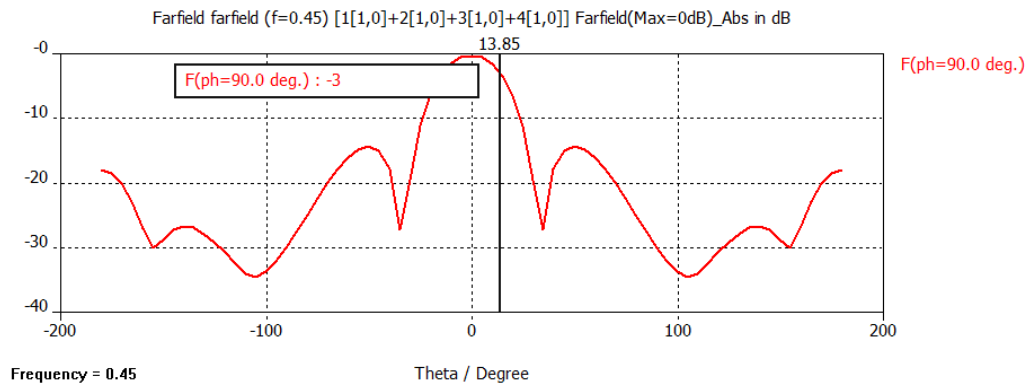
En la figura siguiente se muestran los resultados obtenidos para el ancho de haz vertical (phi = 90 grados) dónde se puede ver que para todo el rango de trabajo se cumple que el ancho de haz es menor de 26 grados, cumpliendo las especificaciones.



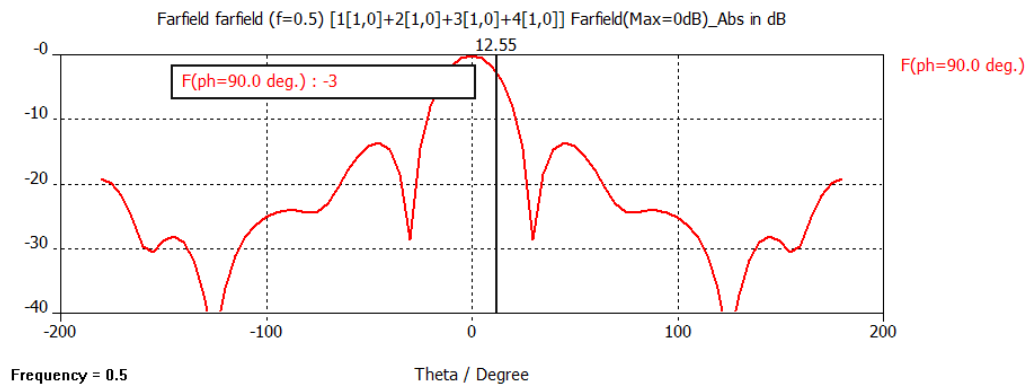


**Ilustración 82: Ancho de haz en el plano vertical en la banda de trabajo**

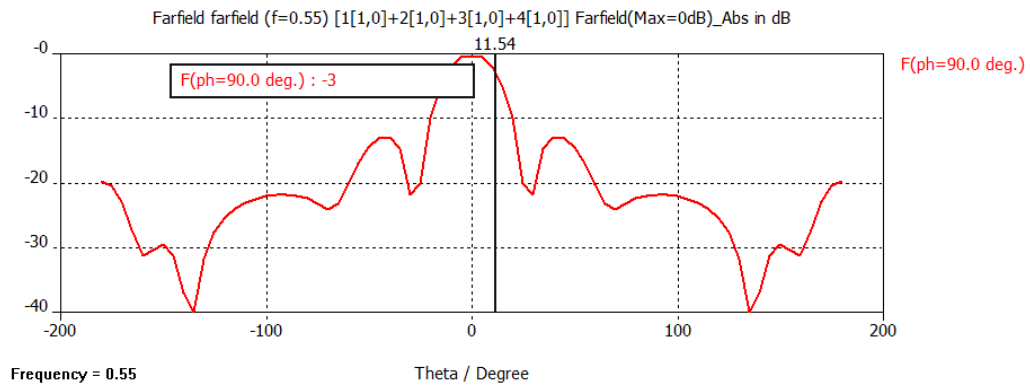
A continuación se muestran en la figura los resultados del ancho de haz en el plano vertical obtenidos en CST para distintas frecuencias de la banda de trabajo.



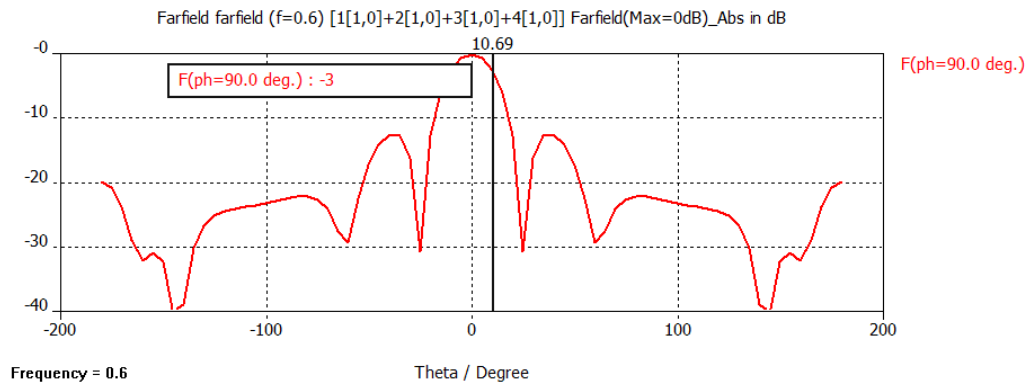
**Ilustración 83: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST**



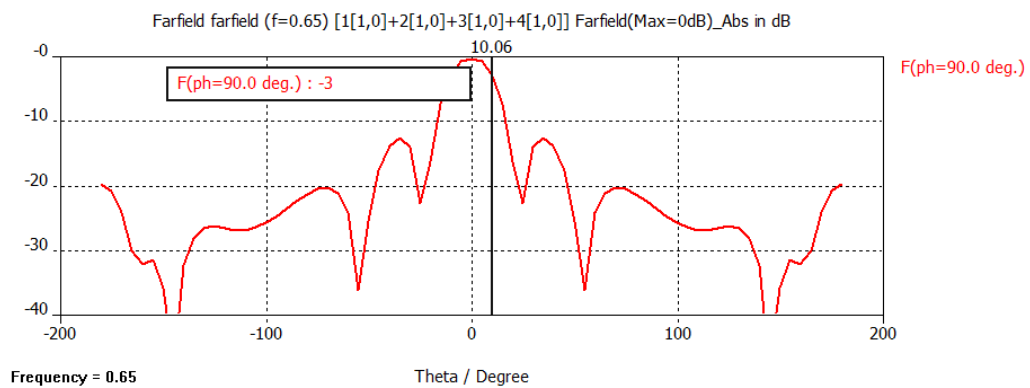
**Ilustración 83: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



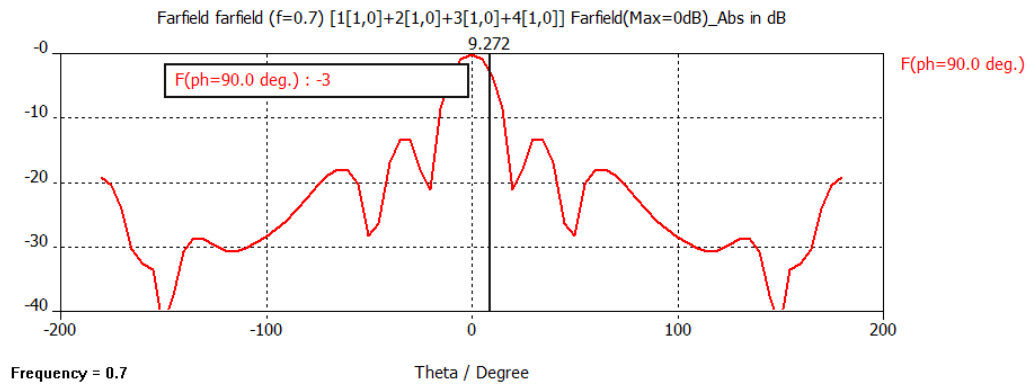
**Ilustración 83: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**



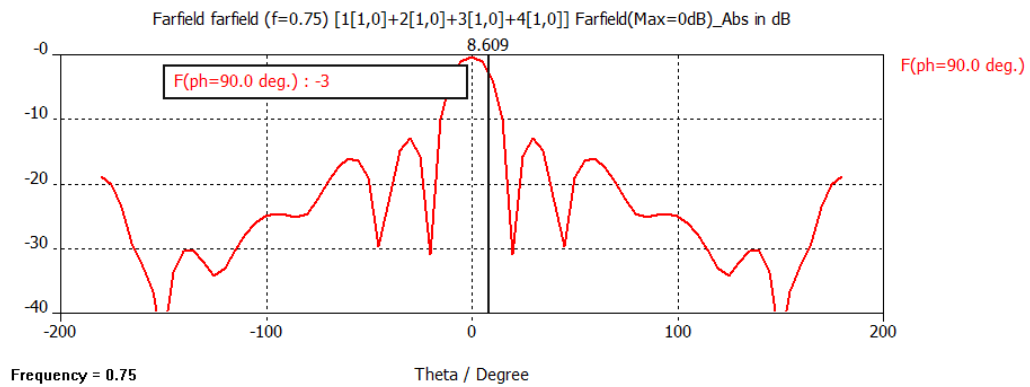
**Ilustración 83: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



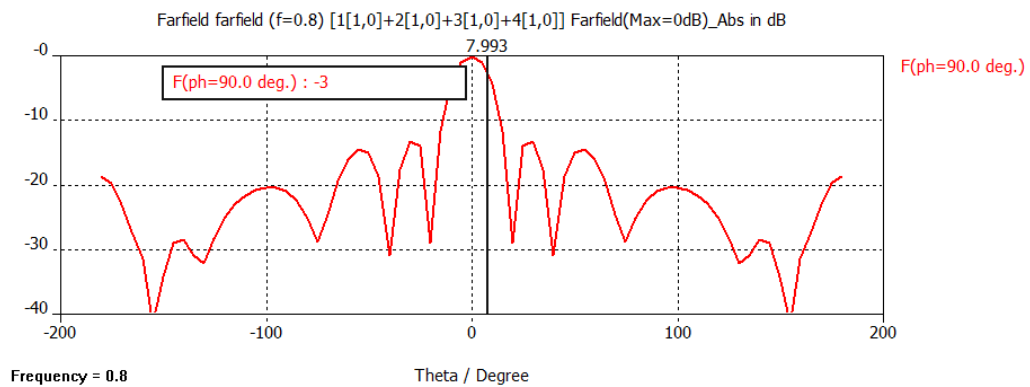
**Ilustración 83: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



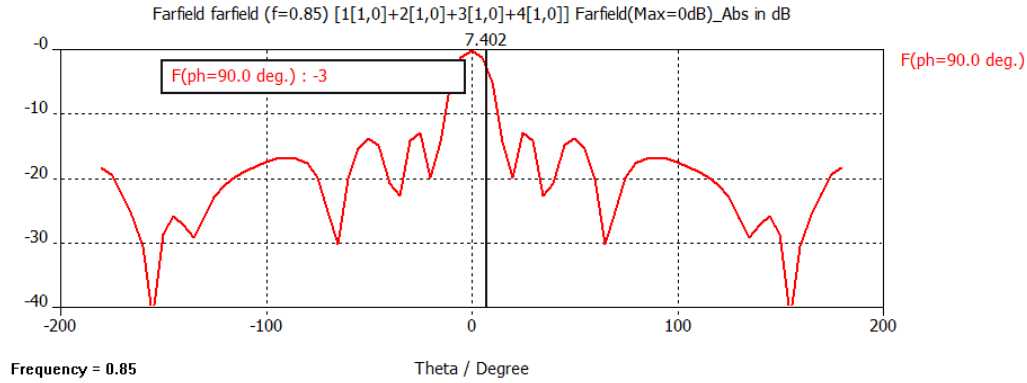
**Ilustración 83: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 83: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 83: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 83: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

### 7.2.5 Resultado: ganancia

La ganancia obtenida cumple las especificaciones a partir de 520 Mhz, llegando a alcanzar 12.5 dBd para 750 Mhz. Para el peor de los casos (470 Mhz), falta 0.2 dBs para cumplir las especificaciones por lo que no se considerará crítico. Se ha comprobado que los resultados obtenidos cumplen con lo que se esperaba con la teoría, ya que la ganancia obtenida para un único elemento estaba en torno a los 8.2-8.7 dBs (6.05-6.55 dBd), consiguiendo una ganancia de array teórica,

$$G_{array} = 2 \frac{D (\sum a_n)^2}{\lambda \sum a_n^2}$$

**Ecuación 39: Ganancia del array para polarización horizontal**

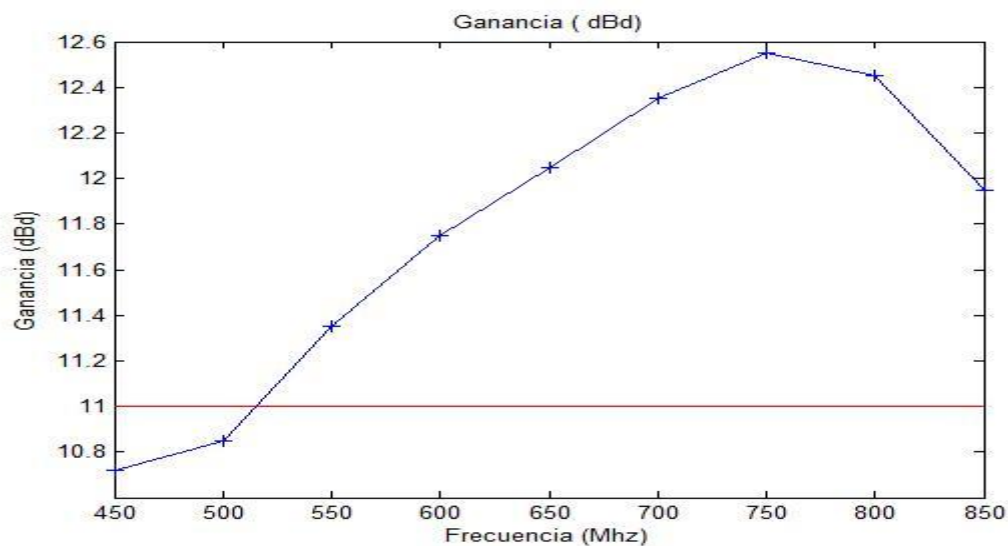
Si  $\lambda_{min}=c/f_{max}=348$  mm ;  $\lambda_{max}=c/f_{min}=638$  mm ;  $D = 240$  mm ;  $a_n=1$  (para cualquier n)

$$G_{array\_min} = 2 \frac{D (\sum a_n)^2}{\lambda_{max} \sum a_n^2} = 3 = 4.78\text{dBs}$$

$$G_{array\_max} = 2 \frac{D (\sum a_n)^2}{\lambda_{min} \sum a_n^2} = 5.5 = 7.41\text{dBs}$$

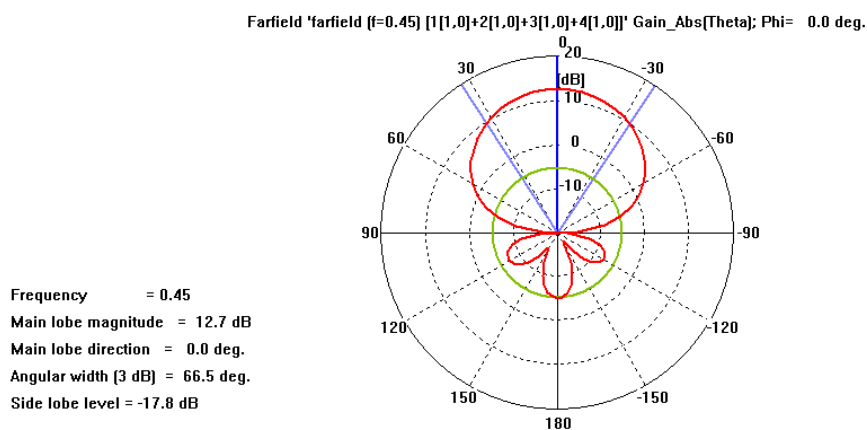
**Ecuación 40: Ganancia máxima y mínima del array propuesto para polarización horizontal**

En la figura 7.8 se muestra una gráfica dónde se puede ver el ancho de haz en función de la frecuencia.

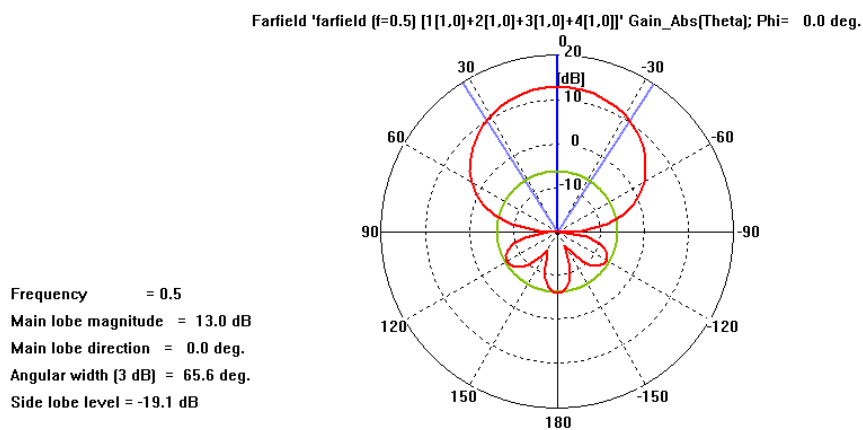


**Ilustración 84: Ganancia en dBd en la banda de trabajo**

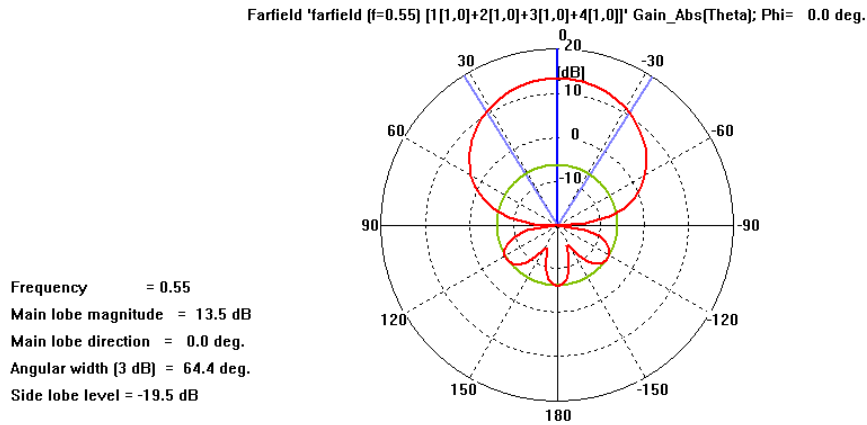
A continuación se muestra el diagrama de radiación obtenido en CST para distintas frecuencias de la banda de trabajo.



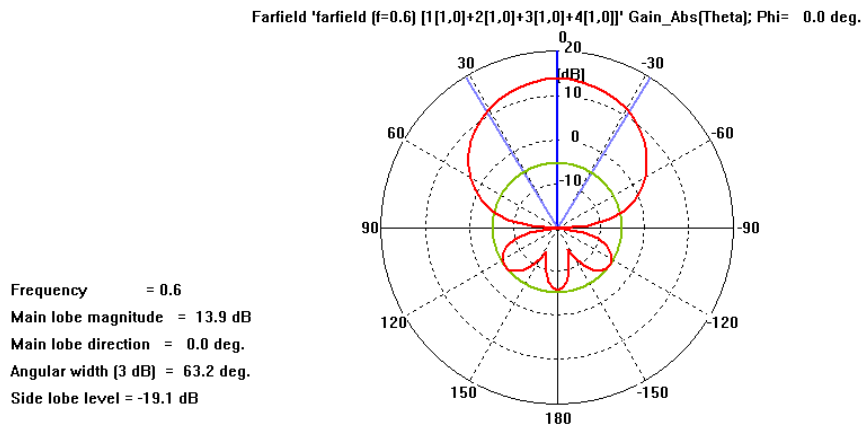
**Ilustración 85: Diagrama de radiación a 450 Mhz en CST**



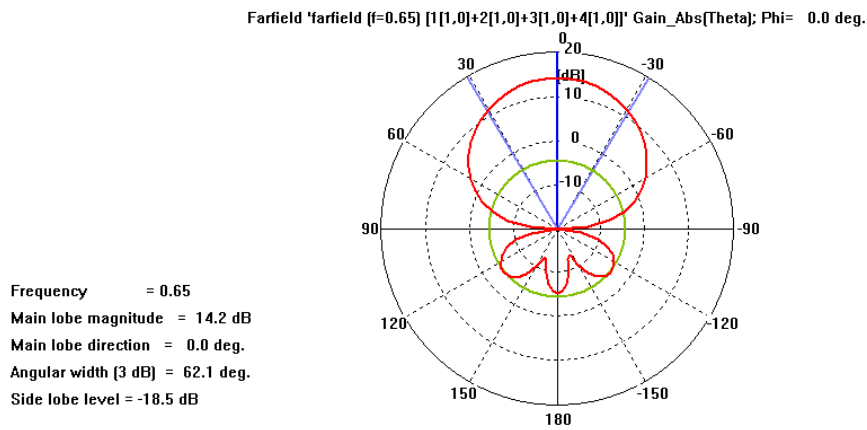
**Ilustración 85: Diagrama de radiación a 500 Mhz en CST**



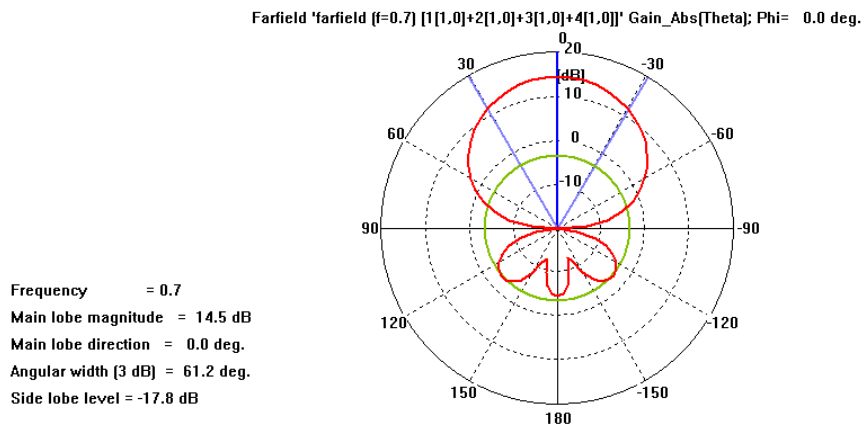
**Ilustración 85: Diagrama de radiación a 550 Mhz en CST**



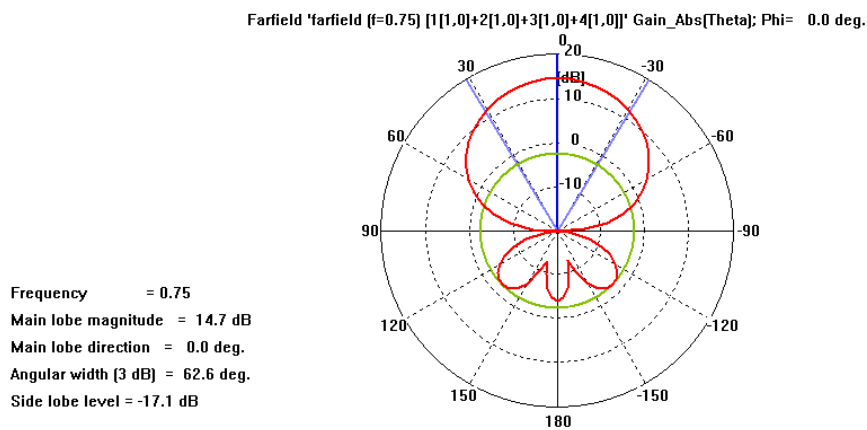
**Ilustración 85: Diagrama de radiación a 600 Mhz en CST**



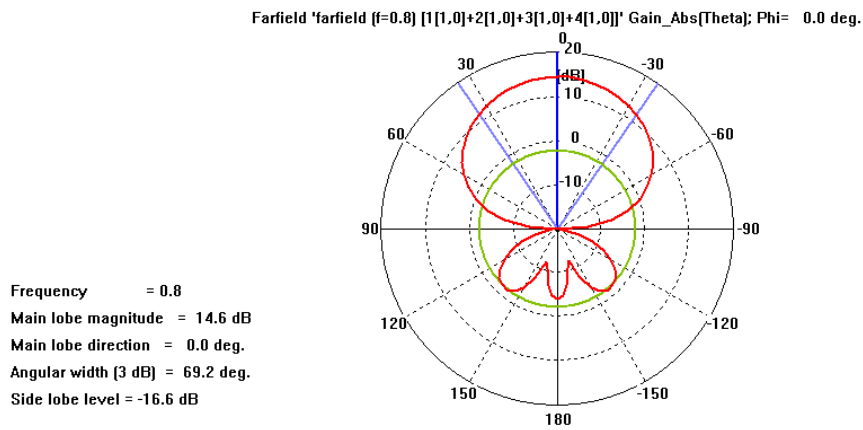
**Ilustración 85: Diagrama de radiación a 650 Mhz en CST**



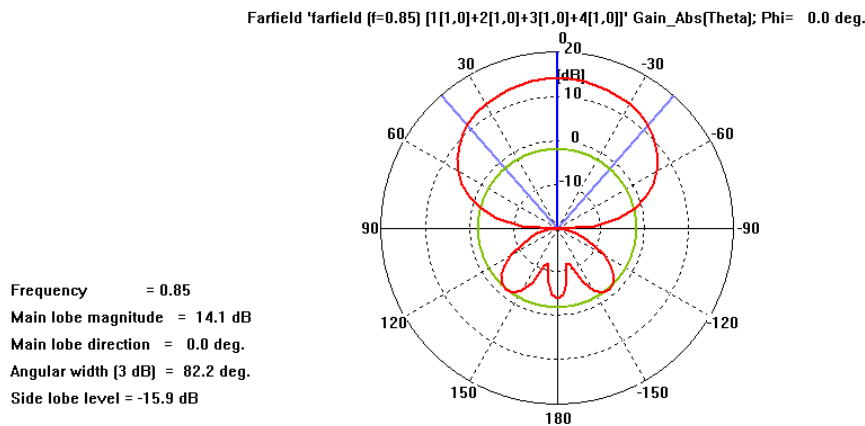
**Ilustración 85: Diagrama de radiación a 700 Mhz en CST**



**Ilustración 85: Diagrama de radiación a 750 Mhz en CST**



**Ilustración 85: Diagrama de radiación a 800 Mhz en CST**



**Ilustración 85: Diagrama de radiación a 850 Mhz en CST**

### 7.2.6 Conclusiones

Al implementar el array lo que se quería era aumentar la directividad de la antena. El array construido ha sido de 4 elementos debido a que el proyecto tenía limitación en tamaño. Así mismo, se ha tenido que reducir el tamaño del plano de masa de cada elemento para conseguir más ganancia y reducir los grating lobes. Como era de esperar, la ganancia obtenida cumple las especificaciones requeridas (más de 11 dBd) aumentándola en 5 dBs aproximadamente con respecto a la obtenida con un único elemento.

La adaptación conseguida no cambia prácticamente. El resultado obtenido es de -15 dBs, 1 dB peor que el obtenido para un único elemento. Esto es producido porque se ha reducido la altura entre el dipolo y el plano de masa con el fin de optimizar la ganancia.

El ancho de haz en el plano horizontal sigue siendo prácticamente el mismo que con un único elemento, estando por debajo de 64 grados en todo el rango de frecuencias de trabajo excepto para las frecuencias superiores donde el diagrama de radiación se estropea. En el plano vertical se cumplen las especificaciones (por debajo de 26 grados) en todo el rango de trabajo.



### 7.3 Simulación array con polarización vertical

Se va a mostrar los resultados obtenidos de la simulación de un array lineal de dipolos de banda ancha sobre un plano de masa a  $\lambda/4$  con polarización vertical.

#### 7.3.1 Diseño y dimensiones

La principal limitación que se tiene a la hora de implementar el array es el tamaño, que en este proyecto está limitado a una dimensión de  $500 \times 1000$  mm. Debido a que el tamaño del plano de masa para un elemento es  $500 \times 300$  mm, el número de elementos que se pueden colocar linealmente a lo largo del eje y en el array es 3, sobrando 100 mm de espacio. Si se reduce el tamaño del plano de masa de cada elemento hasta  $500 \times 250$  mm, el número de elementos se ajustaría a 4, proporcionando una directividad mayor. Así mismo, al tener una separación entre elementos menor (250 mm) se reducen los grating lobes. La alimentación del array ha sido uniforme y de amplitud 1.

Considerando la frecuencia central 600Mhz,  $\lambda = 0.5$  m

$$d = 250\text{mm} = \frac{1}{2}\lambda$$

**Ecuación 41: Distancia entre elementos del array**

$$\varphi = k d \cos\theta + \alpha = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \frac{\lambda}{2} \cos\theta = \pi \cos\theta$$

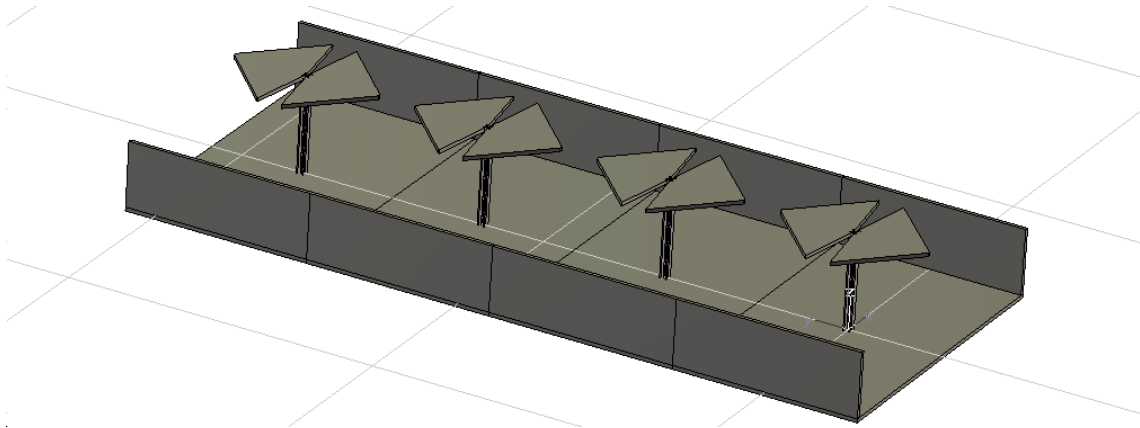
**Ecuación 42: Ángulo eléctrico**

El Factor de Array quedará entonces,

$$FA(\theta, \varphi) = \sum_{n=0}^3 a_n e^{jn\varphi} = \sum_{n=0}^3 e^{jn\pi \cos\theta}$$

**Ecuación 43: Factor de array para 4 elementos**

En la figura siguiente se muestra la implementación del array lineal de 4 dipolos de banda ancha sobre el plano de masa. Se observan las paredes metálicas, implementadas en el apartado 6.4 con el fin de mejorar el ancho de haz en el plano horizontal.



**Ilustración 86:** Perspectiva del array de dipolos de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización vertical en CST

En la tabla 9, se muestran las dimensiones de las variables de la antena utilizadas en CST. Estas son las mismas que las utilizadas en el capítulo anterior pero incluyendo la distancia entre elementos del array ( $d$ ).

<b>A1</b>	19.62mm	<b>B1</b>	4mm	<b>Gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.23mm	<b>B2</b>	220mm	<b>H</b>	150mm
<b>A3</b>	120mm	<b>B3</b>	4mm	<b>Espesor pec</b>	6mm
<b>gap balun</b>	1.7mm	<b>Espesor balun</b>	2mm	<b>Diámetro vivo coaxial</b>	0.625mm
<b>Diámetro dieléctrico coaxial</b>	2.05mm	<b>Altura paredes metálicas</b>	105mm	<b>D</b>	300mm

**Tabla 9:** Dimensión de las variables del array de dipolos de banda con polarización vertical sobre plano de masa en CST

### 7.3.2 Resultado: adaptación de impedancia

Aumentando la altura con respecto al plano de masa hasta los 150 mm y aumentando a su vez la altura de las paredes a 105 mm para que el ancho de haz en el plano horizontal no se vea afectado. Se ha conseguido reducir la adaptación de impedancia hasta -17 dBs en toda la banda de trabajo, consiguiendo una mejora de 1 dB con respecto a la adaptación obtenida con un único elemento.

Con la implementación del array no se esperaba mejorar la adaptación de impedancia, por lo que al haberla mejorado se puede decir que los resultados obtenidos cumplen los objetivos del capítulo.

A continuación se ilustra en la figura siguiente el resultado obtenido en CST para uno de los puertos del array.

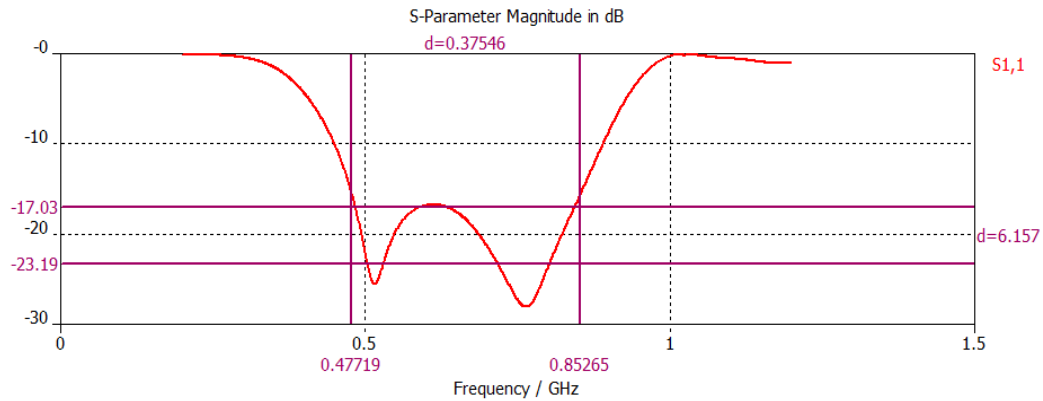


Ilustración 87: Adaptación de impedancia en CST

### 7.3.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados)

Los resultados obtenidos con CST son de un ancho de haz en el plano horizontal menor de 65 grados a partir de 600 Mhz, llegando a cumplir las especificaciones ampliamente a partir de esta frecuencia. La banda de frecuencia en la que el ancho de banda dónde no se llega a cumplir las especificaciones (470 – 600 Mhz) excede en 7 grados en el peor caso (para 470 Mhz), que se espera se reduzca cuando se implemente la polarización circular. A continuación se muestra una gráfica dónde se puede ver el ancho de haz a lo largo de la banda de trabajo.

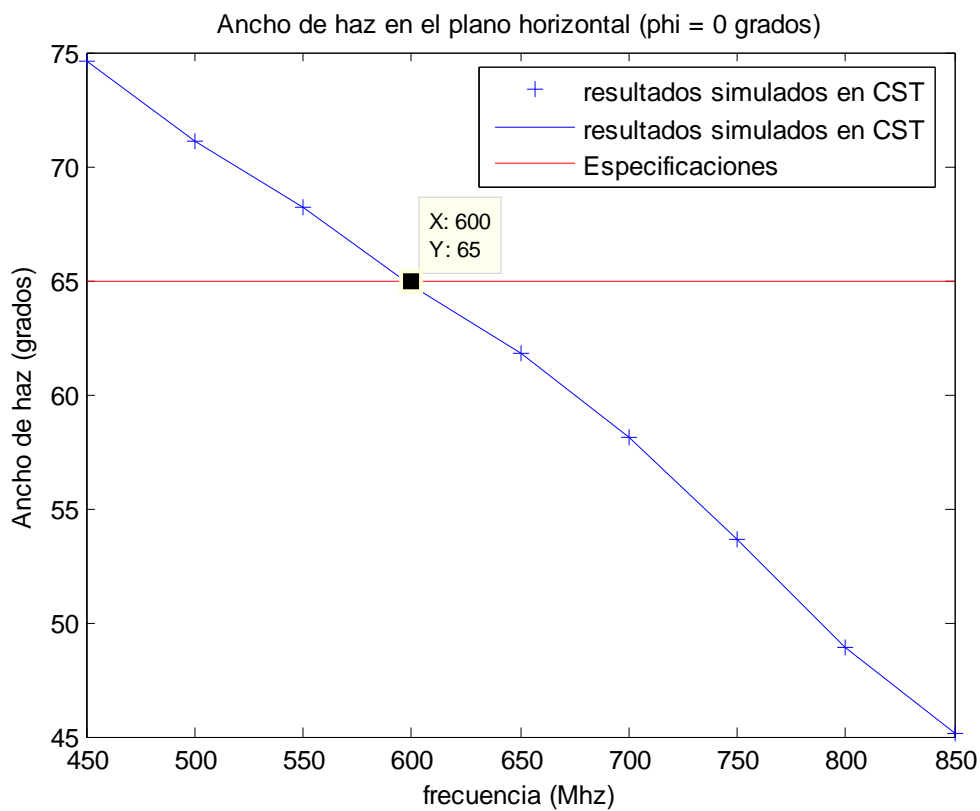


Ilustración 88: Ancho de haz en el plano horizontal

A continuación en la figura siguiente, se muestran los resultados obtenidos en CST del ancho de haz en el plano horizontal para toda la banda de trabajo, tomando muestras cada 50 Mhz.

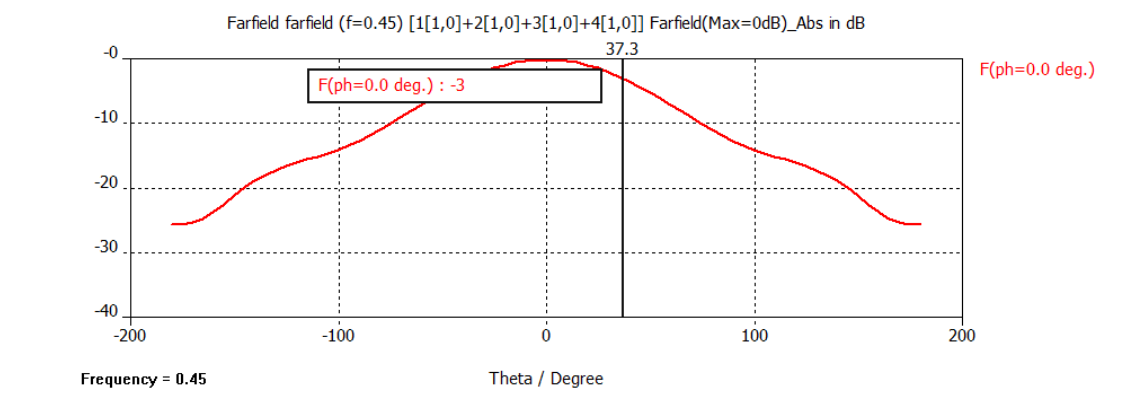


Ilustración 89: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST

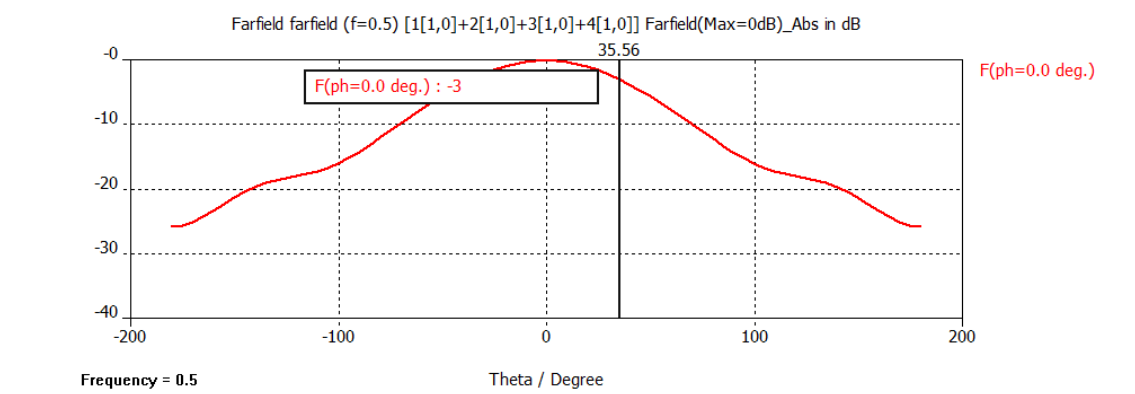


Ilustración 89: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST

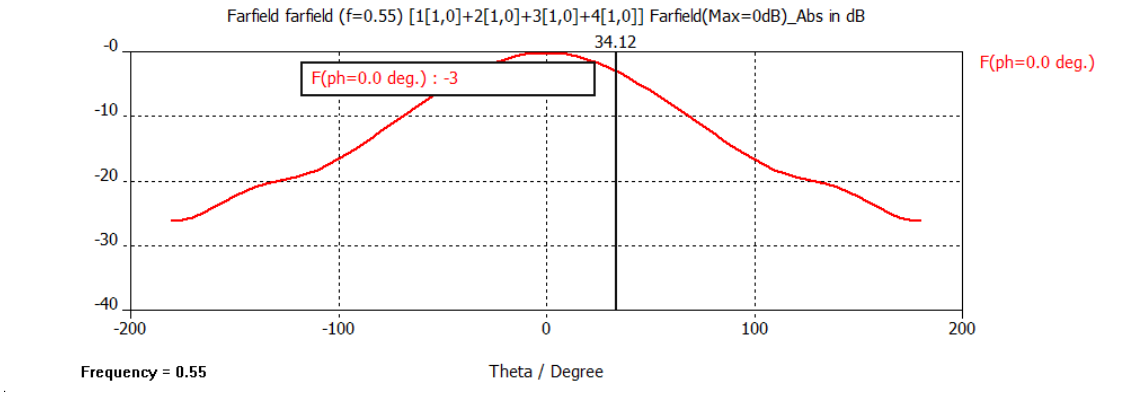
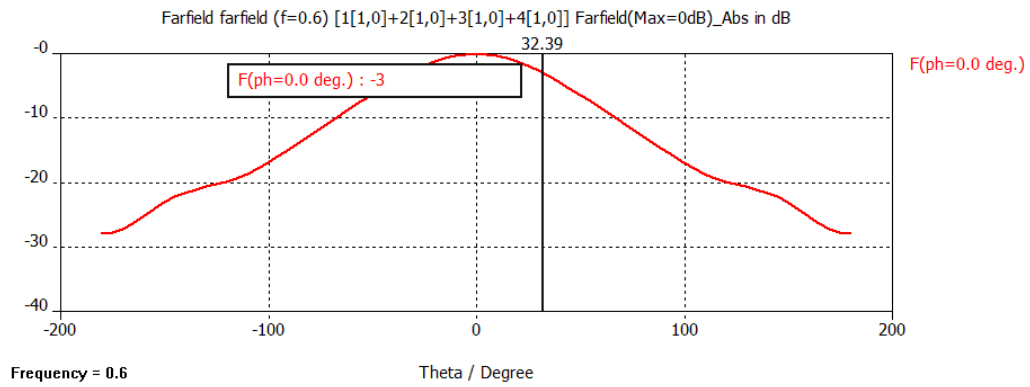
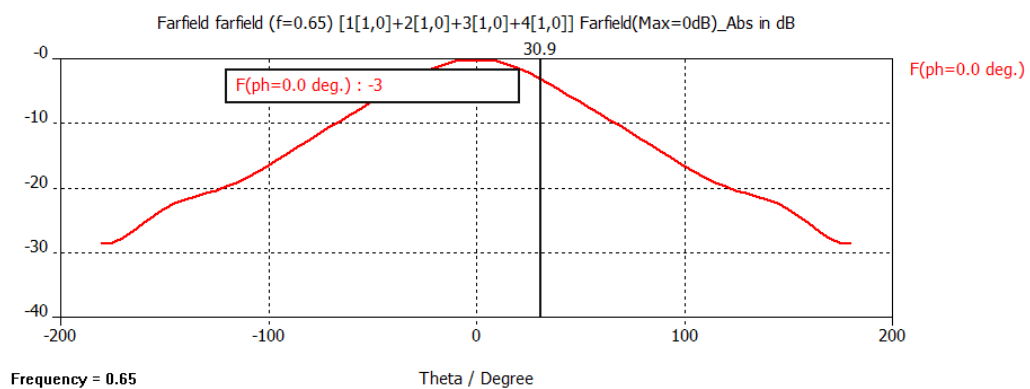


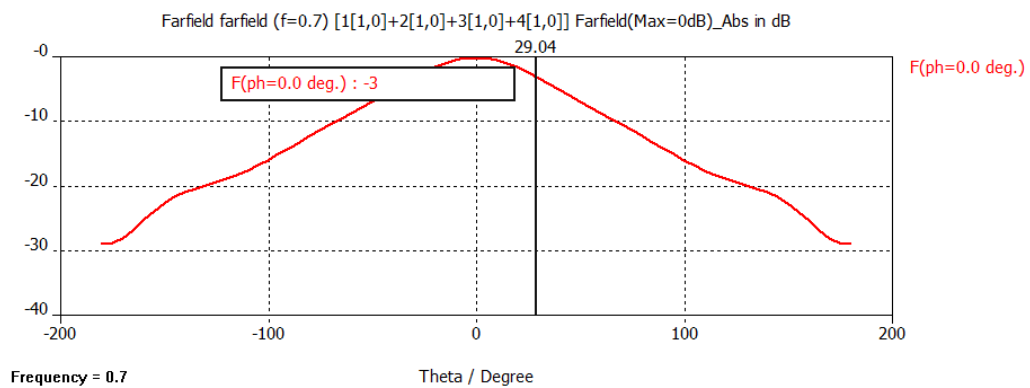
Ilustración 89: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST



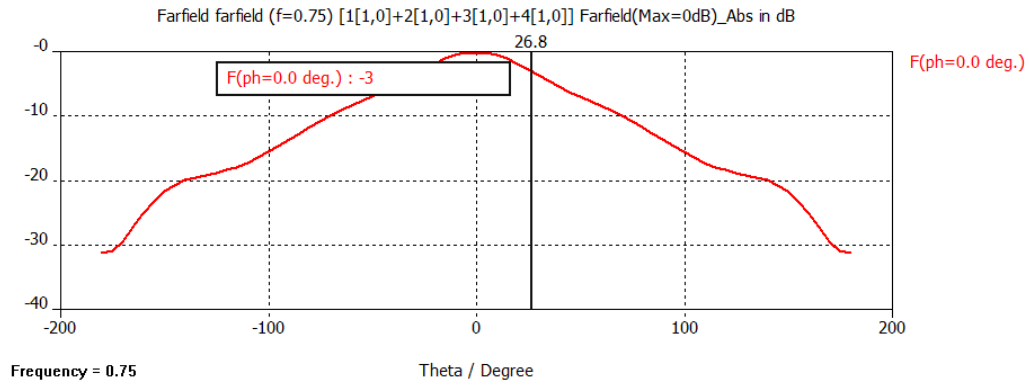
**Ilustración 89: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



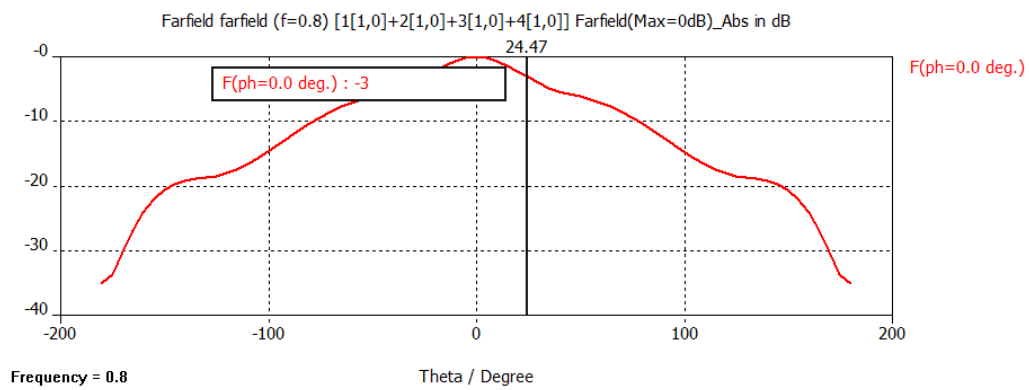
**Ilustración 89: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



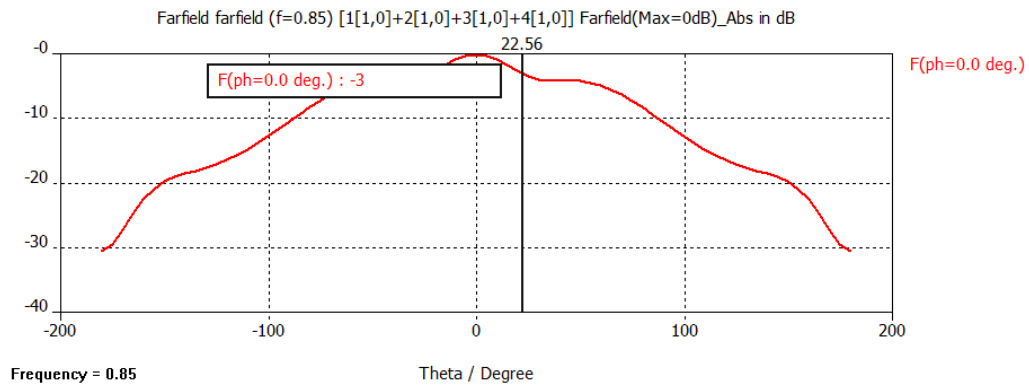
**Ilustración 89: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 89: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



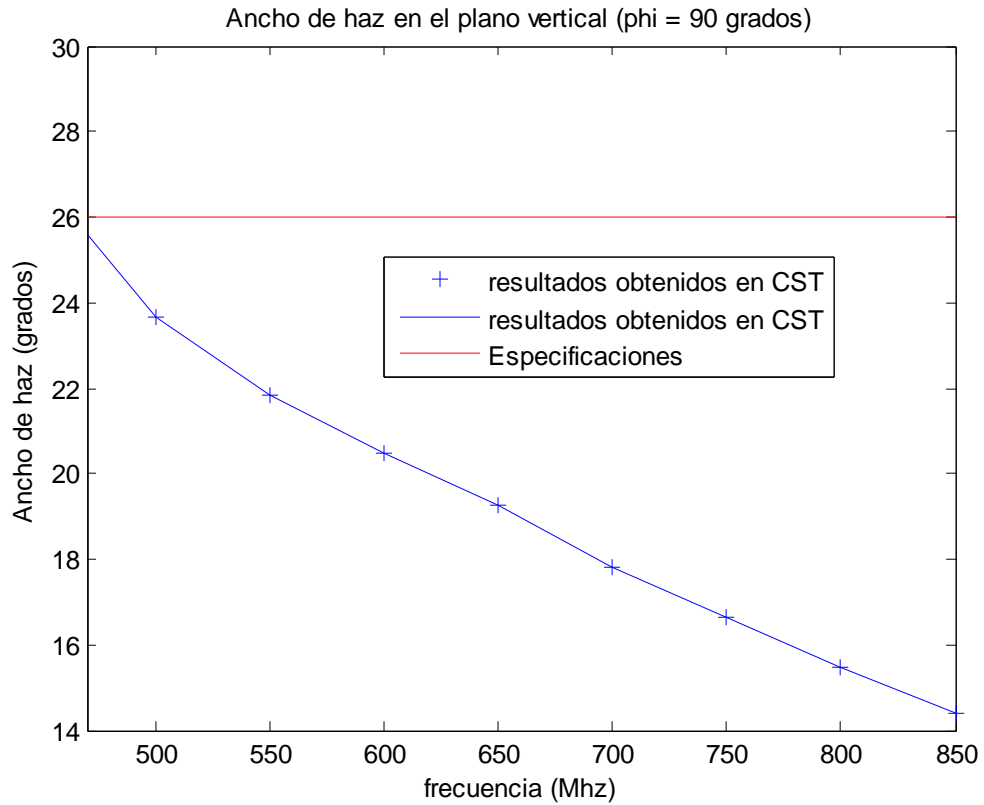
**Ilustración 89: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 89: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

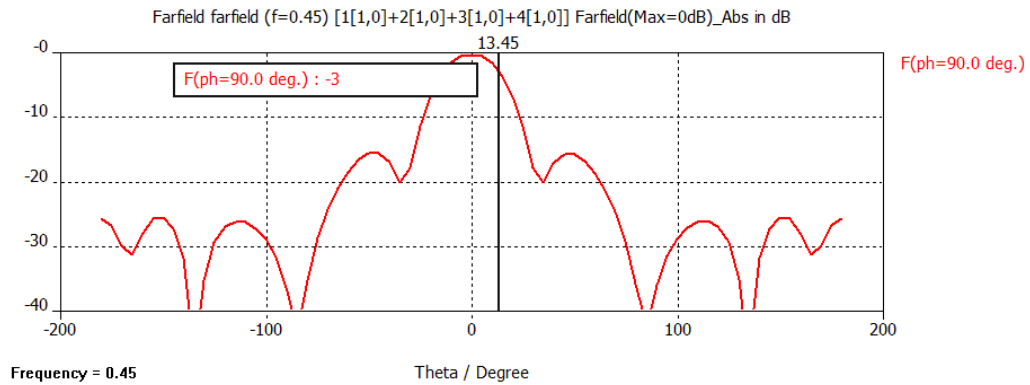
#### 7.2.4 Resultados: ancho de haz en el plano vertical (phi = 90 grados)

El ancho de haz en el plano vertical cumple las especificaciones para toda la banda de trabajo, estando por debajo de 26 grados como se puede ver en la figura siguiente.

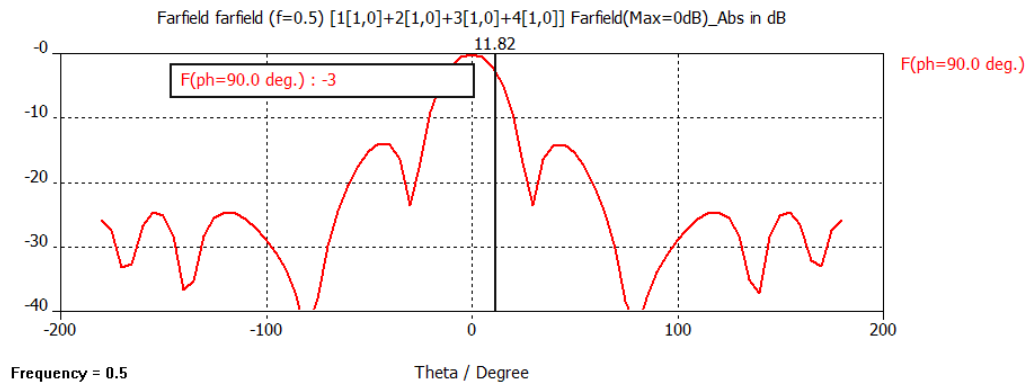


**Ilustración 90: Ancho de haz en el plano vertical**

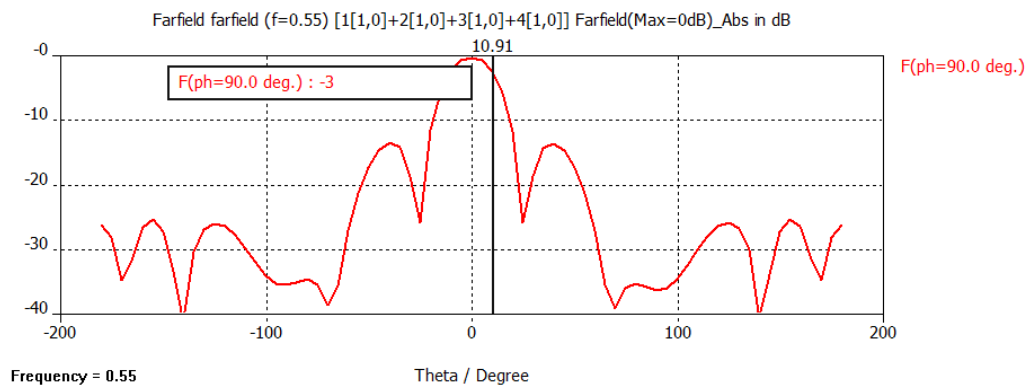
A continuación se muestran los resultados obtenidos del ancho de haz vertical en CST para distintas frecuencias de la banda de trabajo.



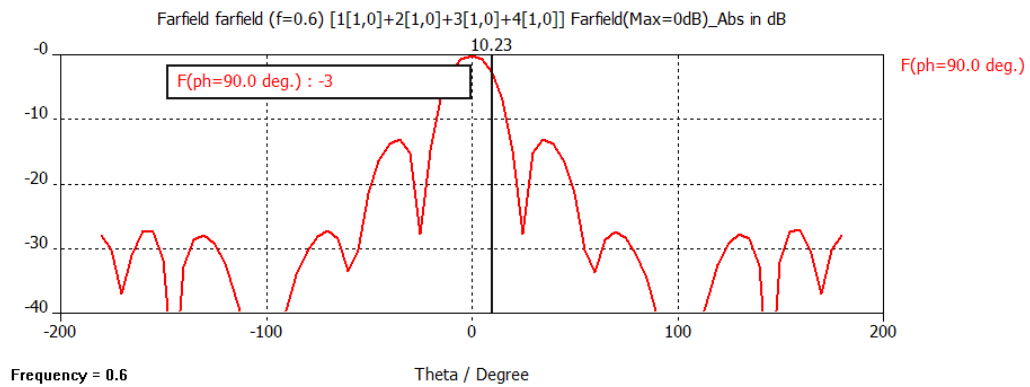
**Ilustración 91: Ancho de haz en el plano vertical para 450 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 91: Ancho de haz en el plano vertical para 500 Mhz obtenido en CST**

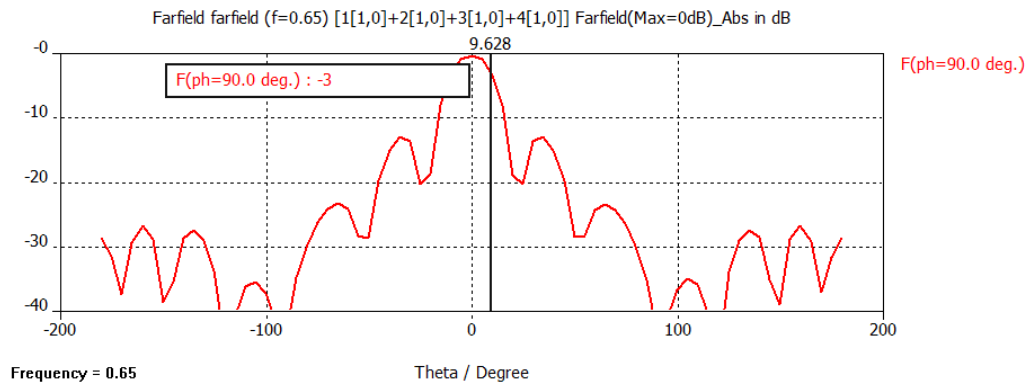


**Ilustración 91: Ancho de haz en el plano vertical para 550 Mhz obtenido en CST**

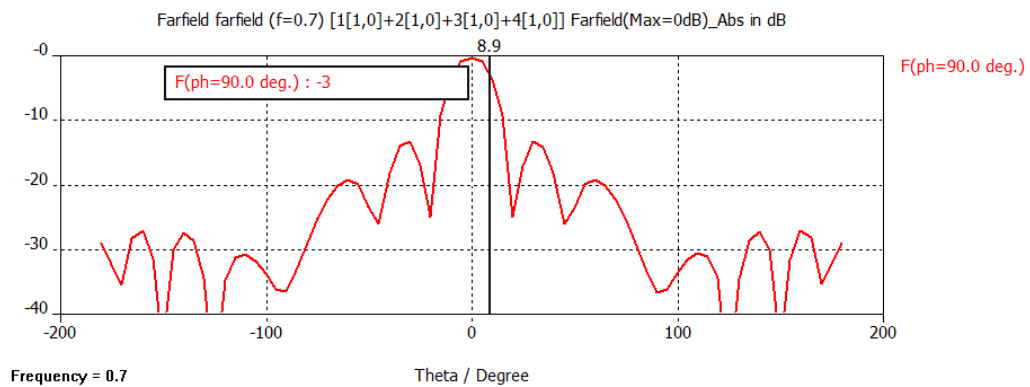


**Ilustración 91: Ancho de haz en el plano vertical para 600 Mhz obtenido en CST**

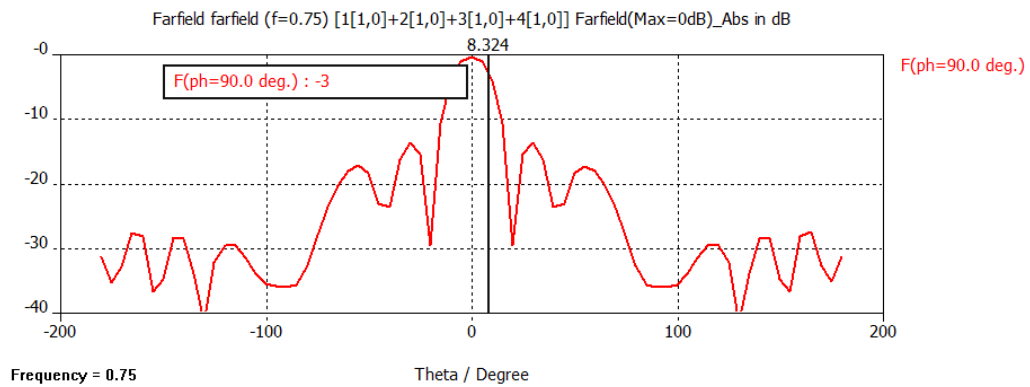




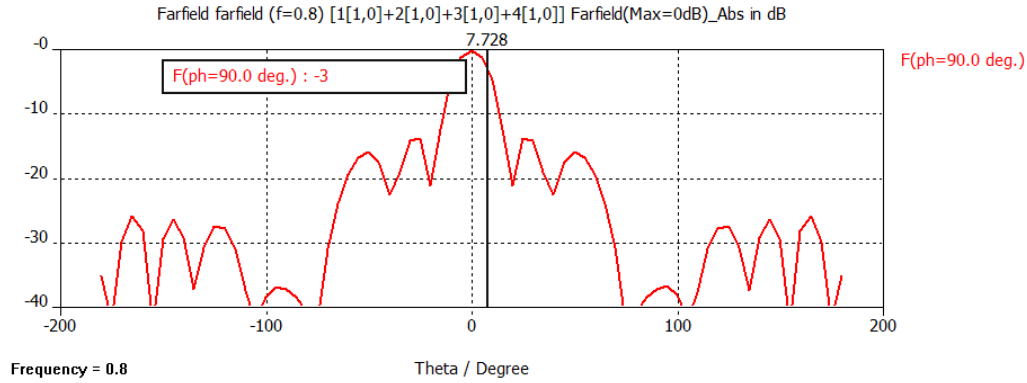
**Ilustración 91: Ancho de haz en el plano vertical para 650 Mhz obtenido en CST**



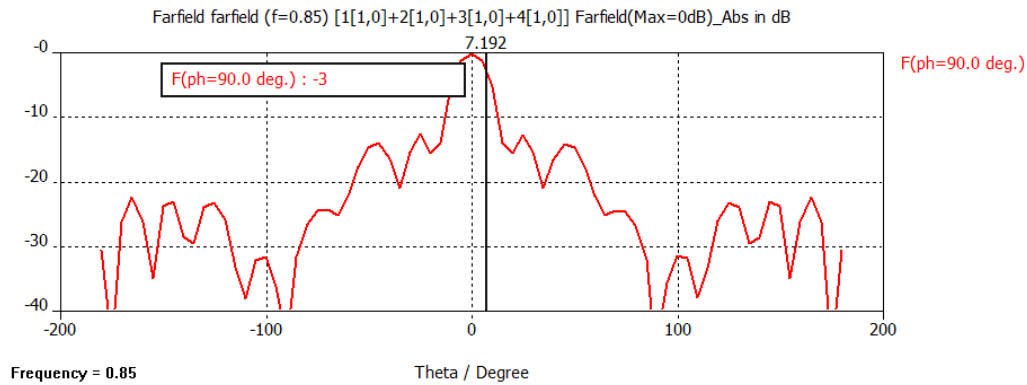
**Ilustración 91: Ancho de haz en el plano vertical para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 91: Ancho de haz en el plano vertical para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 91: Ancho de haz en el plano vertical para 800 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 91: Ancho de haz en el plano vertical para 850 Mhz obtenido en CST**

### 7.2.5 Resultado: Ganancia

Se puede ver en la figura siguiente que la ganancia que se obtiene es mayor de 11 dBd a partir de 540 Mhz, llegando a conseguirse una ganancia de 12.85 dBd para la frecuencia de 800 Mhz. Es por esto que el array cumple con las especificaciones en toda la banda de trabajo excepto para las frecuencias bajas dónde en el peor de los casos (para 470 Mhz), falta 0.7 dBd para llegar a cumplir las especificaciones. Se ha comprobado que los resultados obtenidos cumplen con lo que se esperaba en la teoría, ya que la ganancia obtenida para un único elemento estaba en torno a los 8.2-8.7 dBs (6.05-6.55 dBd), consiguiendo una ganancia de array teórica,

$$G_{array} = 2 \frac{D (\sum a_n)^2}{\lambda \sum a_n^2}$$

**Ecuación 44: Ganancia de array para polarización vertical**

Si  $\lambda_{min}=c/f_{max}=348$  mm ;  $\lambda_{max}=c/f_{min}=638$  mm ;  $D = 240$  mm ;  $a_n=1$  (para cualquier n)

$$G_{array\_min} = 2 \frac{D (\sum a_n)^2}{\lambda_{max} \sum a_n^2} = 3 = 4.78\text{dBs}$$

$$G_{array\_max} = 2 \frac{D}{\lambda_{\min}} \frac{(\sum a_n)^2}{\sum a_n^2} = 5.5 = 7.41 \text{dBs}$$

Ecuación 45: Ganancia máxima y mínima del array propuesto para polarización vertical

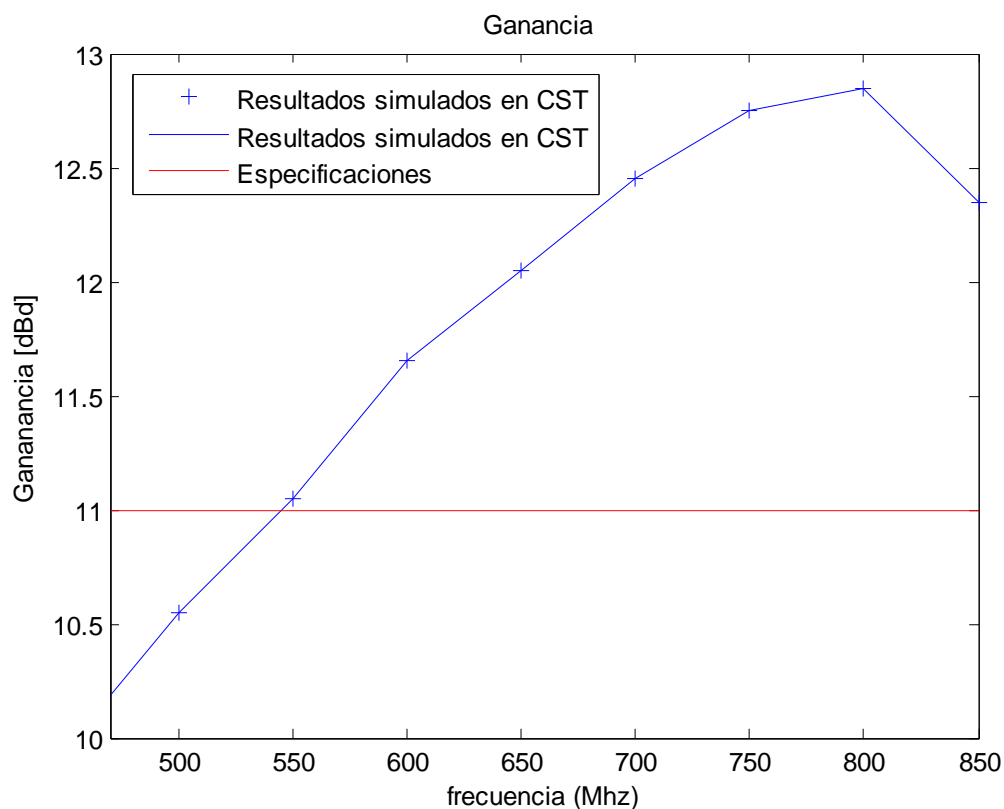


Ilustración 92: Ganancia en dBd en la banda de trabajo

En la figura siguiente se muestran los resultados obtenidos en CST del diagrama de radiación para distintas frecuencias de todo el ancho de banda con el que se trabaja.

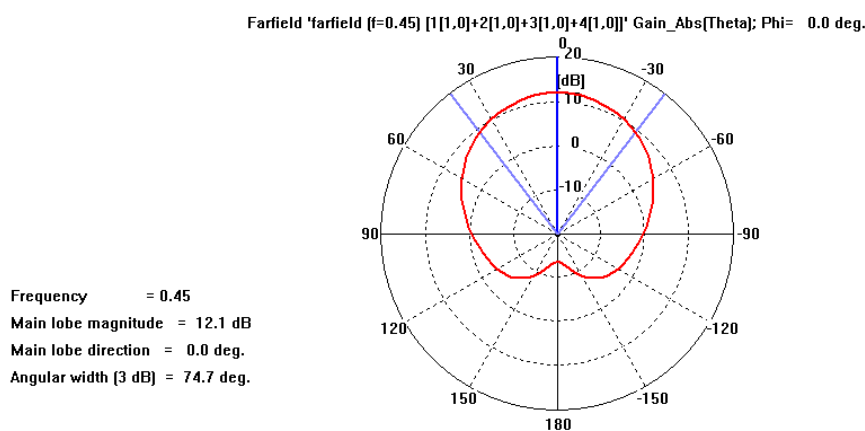
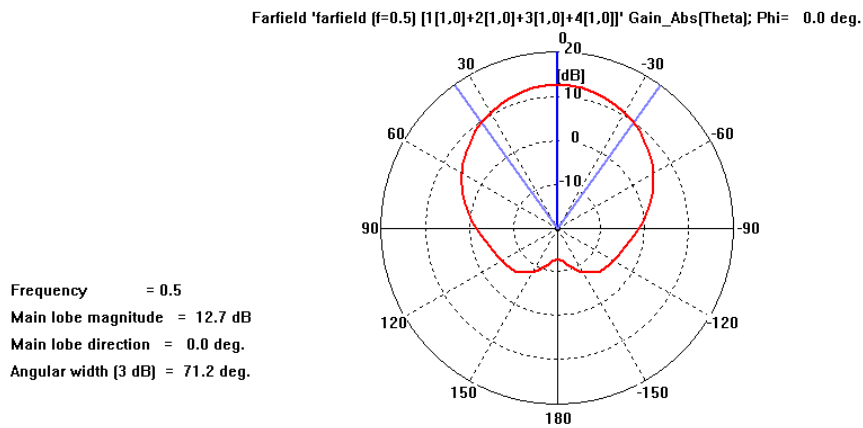
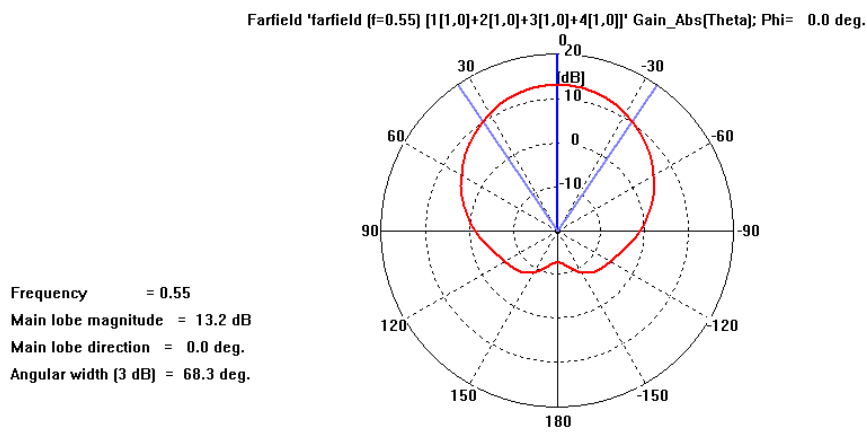


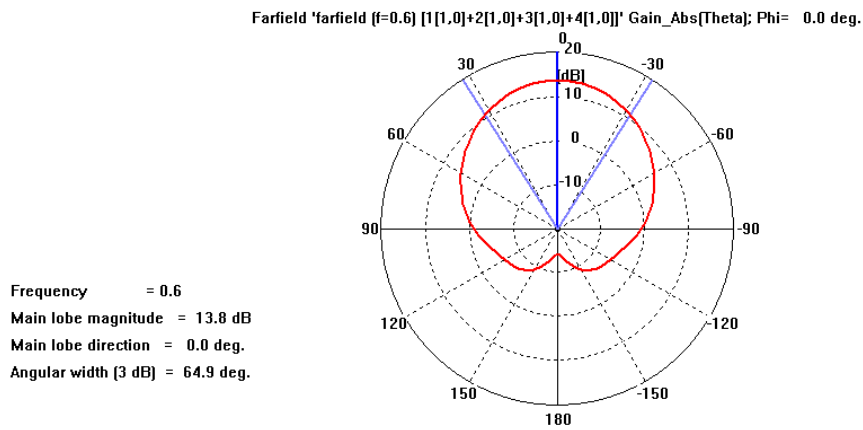
Ilustración 93: Diagrama de radiación a 450 Mhz en CST



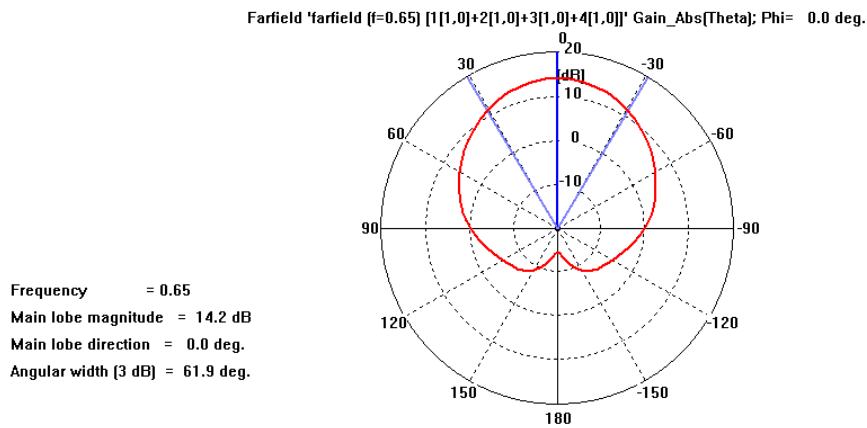
**Ilustración 93: Diagrama de radiación a 500 Mhz en CST**



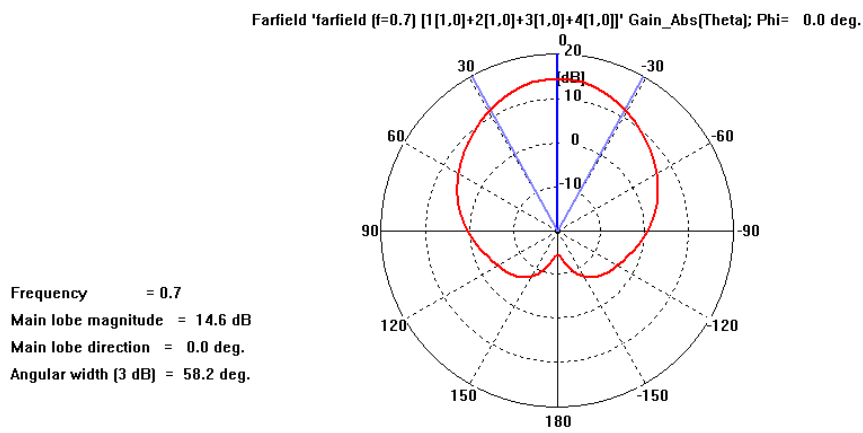
**Ilustración 93: Diagrama de radiación a 550 Mhz en CST**



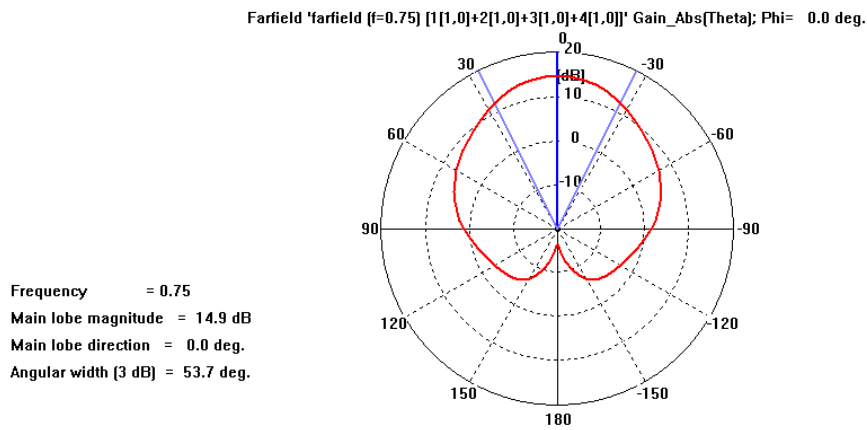
**Ilustración 93: Diagrama de radiación a 600 Mhz en CST**



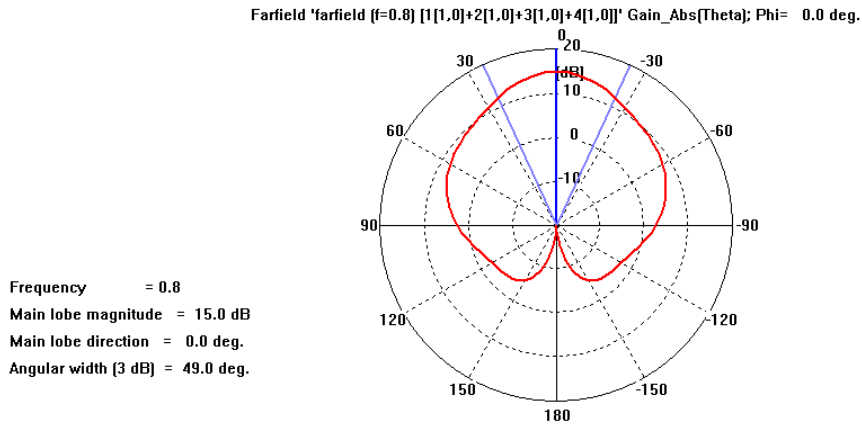
**Ilustración 93: Diagrama de radiación a 650 Mhz en CST**



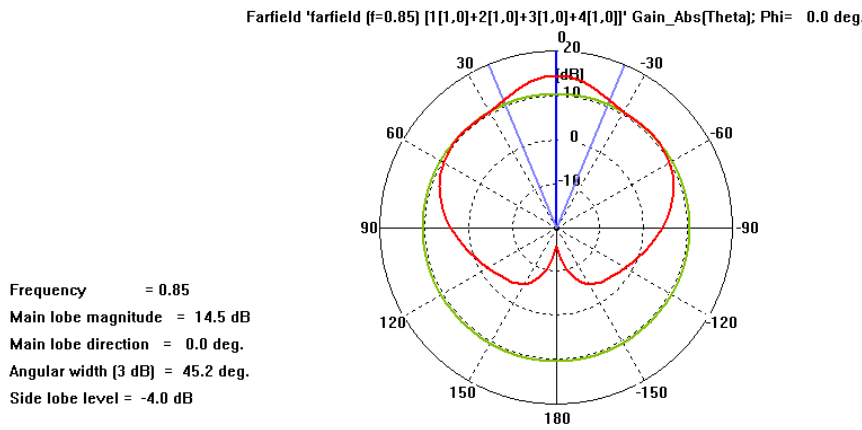
**Ilustración 93: Diagrama de radiación a 700 Mhz en CST**



**Ilustración 93: Diagrama de radiación a 750 Mhz en CST**



**Ilustración 93: Diagrama de radiación a 800 Mhz en CST**



**Ilustración 93: Diagrama de radiación a 850 Mhz en CST**

## 7.2.6 Conclusiones

Al implementar el array lo que se quería era aumentar la directividad de la antena. El array construido ha sido de 4 elementos debido a que el proyecto tenía limitación en tamaño. Así mismo, se ha tenido que reducir el tamaño del plano de masa de cada elemento para conseguir más ganancia y reducir los grating lobes. Como era de esperar, la ganancia obtenida cumple las especificaciones requeridas (más de 11 dBd) para toda la banda de trabajo excepto para las frecuencias bajas que la ganancia está en torno a los 10.5 dBd. La diferencia de ganancia del array con respecto a la de un único elemento es de 5 dBs.

La adaptación conseguida ha mejorado en relación a la que se obtiene con un elemento. El resultado obtenido es de -17 dBs, 2 dB mejor que el obtenido para un único elemento. Esto es producido porque se ha aumentado la altura entre el dipolo y las paredes metálicas.

El ancho de haz en el plano horizontal cambia con respecto al obtenido con un único elemento, estando por debajo de 64 grados en todo el rango de frecuencias de trabajo excepto para las frecuencias inferiores. En el plano vertical se cumplen las especificaciones (por debajo de 26 grados) en todo el rango de trabajo.

## Capítulo 8

### Simulación del sub-array con polarización circular

El objetivo de este capítulo es obtener polarización circular. Este tipo de polarización es óptima para asegurar la recepción en móviles. Debido a la movilidad del receptor, algunas señales pueden sufrir cancelaciones en ciertos sitios debido a la propagación multi-trayecto. El empleo de señales polarizadas elípticamente, reduce al mínimo estas cancelaciones.

Una vez visto los resultados obtenidos para el array con polarización horizontal y el array con polarización vertical, se desarrollará un sub-array formado por 4 dipolos con doble polarización (horizontal y vertical) como se muestra en la figura siguiente. Alimentando los dipolos con la misma amplitud y con un desfase de 90 grados entre los dipolos 1 y 2 y los dipolos 3 y 4, se puede obtener polarización circular. Se empieza formando el sub-array de 4 elementos ya que el array completo de 8 elementos tiene un tiempo de simulación muy alto y optimizar resultados sería mucho más costoso.

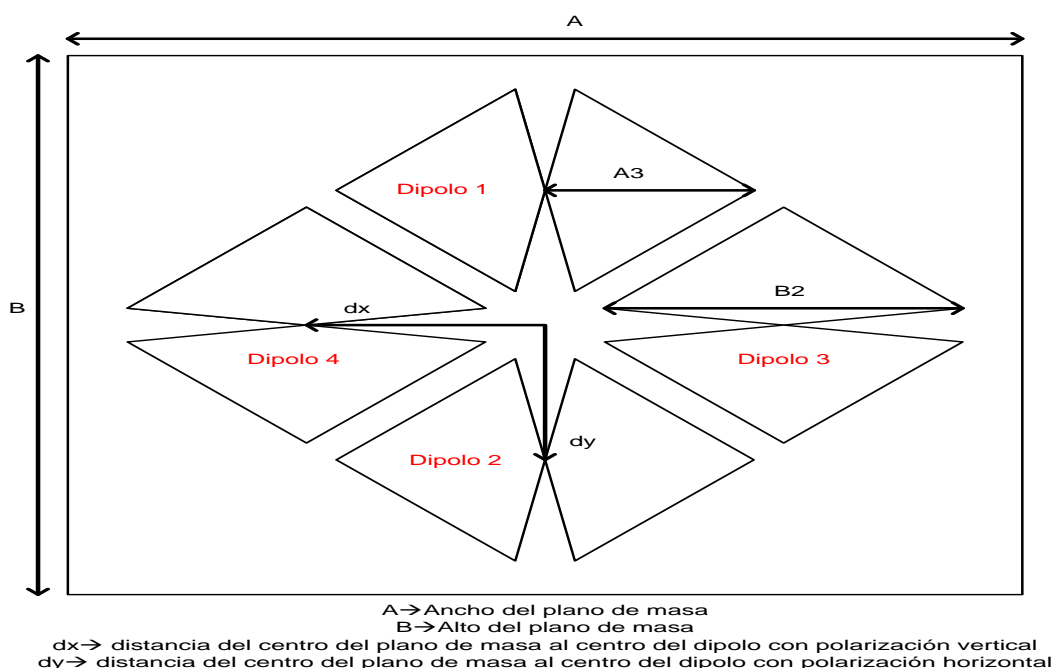
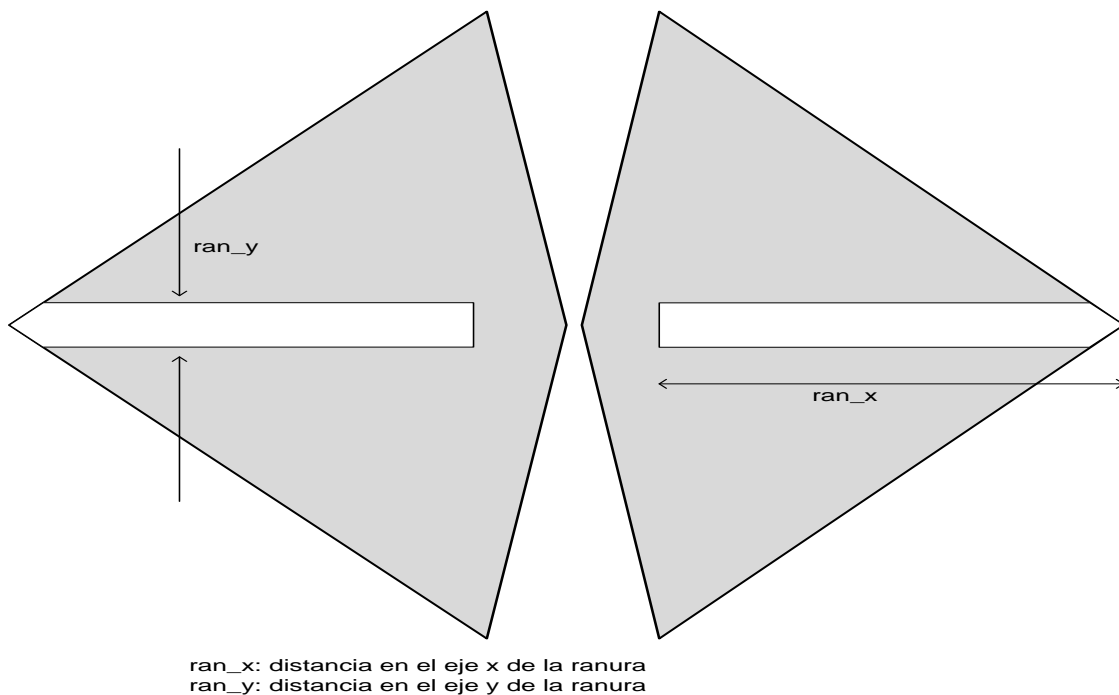


Ilustración 94: Sub-array de 4 dipolos con polarización circular

Debido a que el diagrama de radiación se distorsiona por el acoplo entre elementos, se han incluido unas ranuras en cada dipolo como se puede mostrar en la figura siguiente. En algunas frecuencias se originan unas corrientes producidas por el acoplo producido entre elementos originado al tener que juntar considerablemente los dipolos por el reducido tamaño del plano de masa. Con estas ranuras, lo que se hace es introducir un “notch” a la frecuencia donde se estropea el diagrama de radiación, que en nuestro caso

ha sido a las frecuencias más altas de nuestra banda de trabajo, y reducir esas corrientes no deseadas. Es por esto que el tamaño de la ranura debe ser acorde a las frecuencias en las que se produce estas corrientes.



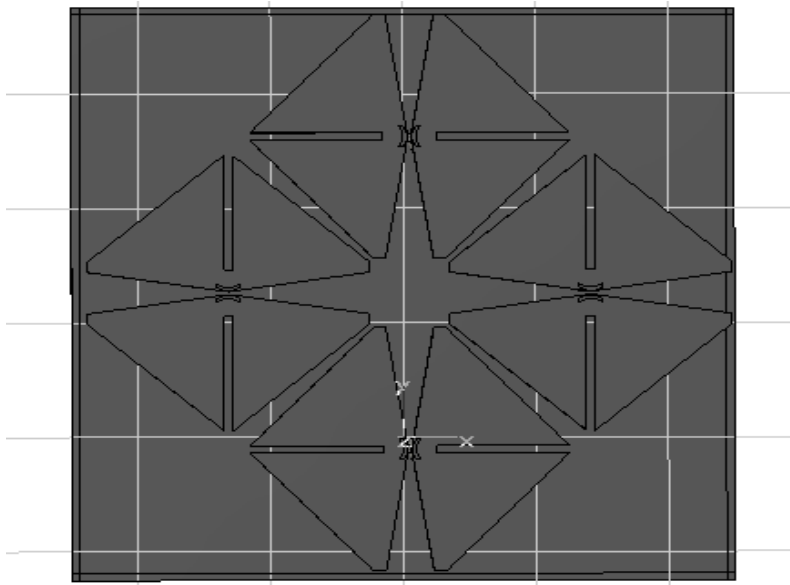
**Ilustración 95: Dipolo con ranuras**

En este capítulo se introduce un nuevo resultado para medir la polarización circular, el axial ratio.

## 8.1 Diseño y dimensiones

La disposición de los 4 dipolos en un plano de masa de tamaño 500×500 mm presenta problemas de espacio. Para que el plano de masa realizara su función es necesario que los dipolos estén lo más metidos hacia el interior del plano de masa. Por otra parte, al acercar los dipolos el diagrama de radiación se estropeaba mucho, por lo que se ha tenido que optimizar mucho la posición de estos en el plano de masa haciendo un compromiso entre adaptación de impedancia y diagrama de radiación. En la figura siguiente se muestra la disposición final del sub-array implementado en CST.





**Ilustración 96: Perspectiva del sub-array de dipolos de banda ancha alimentado con balun sobre plano de masa con polarización circular en CST**

La alimentación que se le ha dado al sub-array para conseguir la polarización circular teniendo en cuenta el orden de los dipolos especificado en la figura 94, es la siguiente:

- Puerto 1 → amplitud = 1, fase = 0 grados
- Puerto 2 → amplitud = 1, fase = 0 grados
- Puerto 3 → amplitud = 1, fase = 90 grados
- Puerto 4 → amplitud = 1, fase = 90 grados

Las dimensiones utilizadas del subarray en CST se muestran en la tabla 10.

<b>A1</b>	18mm	<b>B1</b>	4mm	<b>Gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	27mm	<b>B2</b>	210mm	<b>altura</b>	145mm
<b>A3</b>	120mm	<b>B3</b>	4mm	<b>Espesor pec</b>	6mm
<b>gap balun</b>	2mm	<b>Espesor balun</b>	3mm	<b>Diámetro vivo coaxial</b>	0.625mm
<b>Diámetro dieléctrico coaxial</b>	2.05mm	<b>A→ancho del plano de masa</b>	500mm	<b>B→alto del plano de masa</b>	500mm
<b>dy</b>	135mm	<b>dx</b>	135mm	<b>ran_x</b>	100mm
<b>ran_y</b>	6.5mm				

**Tabla 10: Dimensión de las variables del sub-array de dipolos de banda con polarización circular sobre plano de masa en CST**

## 8.2 Resultado: adaptación de impedancia

La adaptación de impedancia conseguida para los parámetros [S11] [S22] [S33] y [S44] está por debajo de -15 dBs en el ancho de banda 540 – 860 Mhz.

Se puede ver en la siguiente ilustración obtenida en CST que para las frecuencias altas (a partir de 680 Mhz), la adaptación conseguida está por debajo de -20 dBs debido a las ranuras que se han implementado en el dipolo.

Estaríamos dentro de las especificaciones para todo el ancho de banda excepto para las frecuencias más bajas (470 – 540 Mhz). Se debería conseguir desplazar la banda hacia las frecuencias superiores.

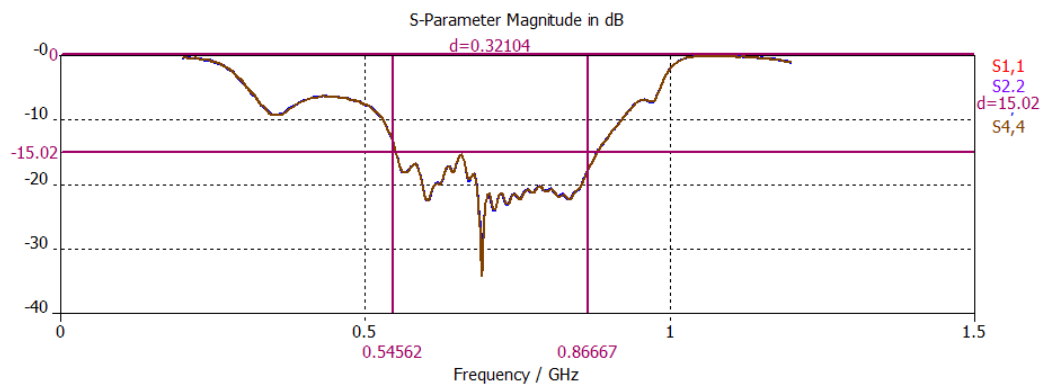


Ilustración 97: Adaptación de impedancia en CST

Podemos ver los resultados obtenidos en el acoplo entre elementos, que en esta parte del proyecto no se ha priorizado pero si intentado mejorar. Los resultados que se van a ilustrar corresponden a los parámetros [S12] y [S13] para los que tendríamos completamente caracterizado el acoplo debido a que la disposición de los elementos es simétrica.

El parámetro [S12] está por debajo de -6.5 dBs en toda la banda de trabajo siendo para las frecuencias altas más bajo. Se necesitará modificar el elemento para conseguir mejorar el acoplo entre el elemento 1 y 2.

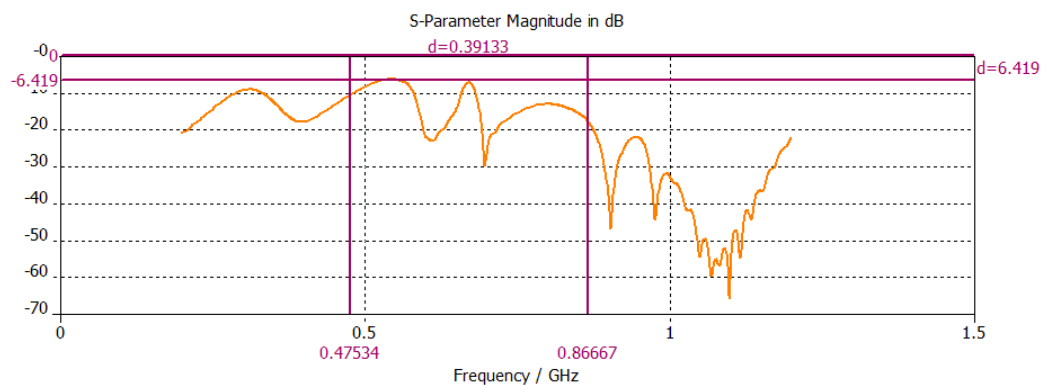


Ilustración 98: Adaptación de impedancia en CST

El parámetro [S13] está por debajo de -10 dBs en toda la banda de trabajo. Se tendrá que mejorar este parámetro con el fin de conseguir las especificaciones requeridas.

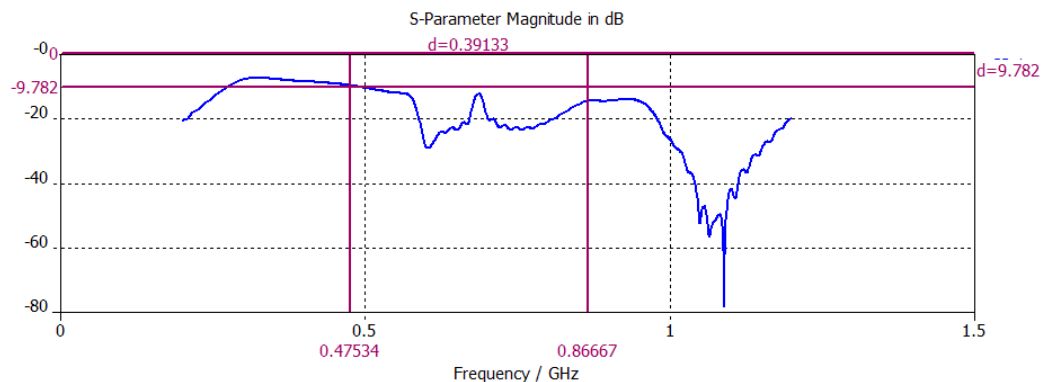
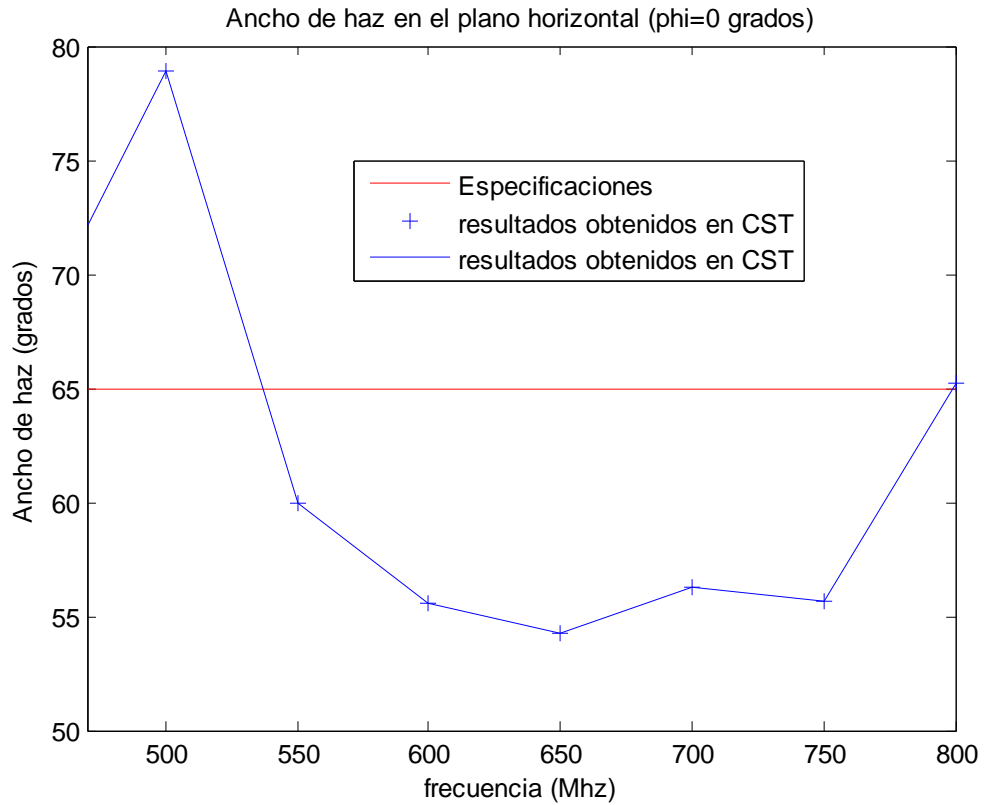


Ilustración 99: Adaptación de impedancia en CST

### 8.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi = 0$ grados)

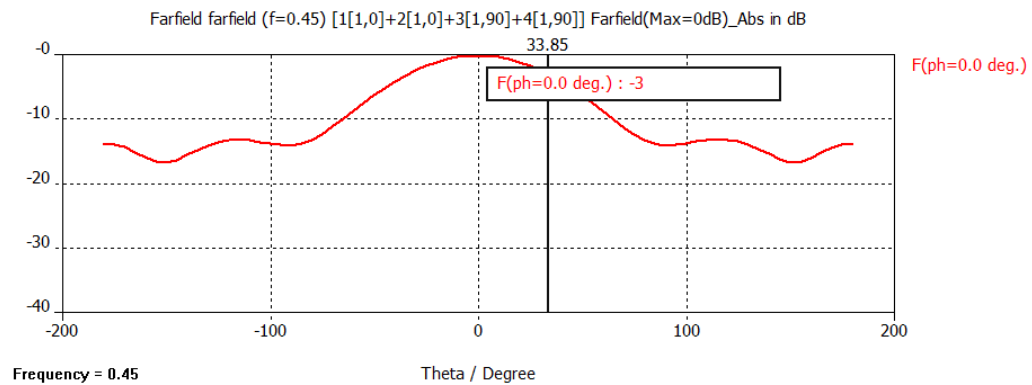
Los resultados obtenidos para el ancho de haz en el plano horizontal cumple con las especificaciones para todo el ancho de banda excepto para las frecuencias 470 - 500 Mhz donde se debe estar produciendo una corriente por el acoplo entre elementos y que no se ha podido eliminar con las ranuras. Se intentará mejorar el diagrama de radiación para estas frecuencias. También decir que a partir de 850 Mhz, el diagrama de radiación deja de apuntar hacia  $\phi=0$  grados.

A continuación se muestra en la figura siguiente en la que se puede ver el ancho de haz a lo largo de la banda de trabajo excepto para 850 Mhz en el que el máximo no apunta hacia  $\theta = 0$  grados. La línea roja corresponde con las especificaciones y la azul con los resultados obtenidos.

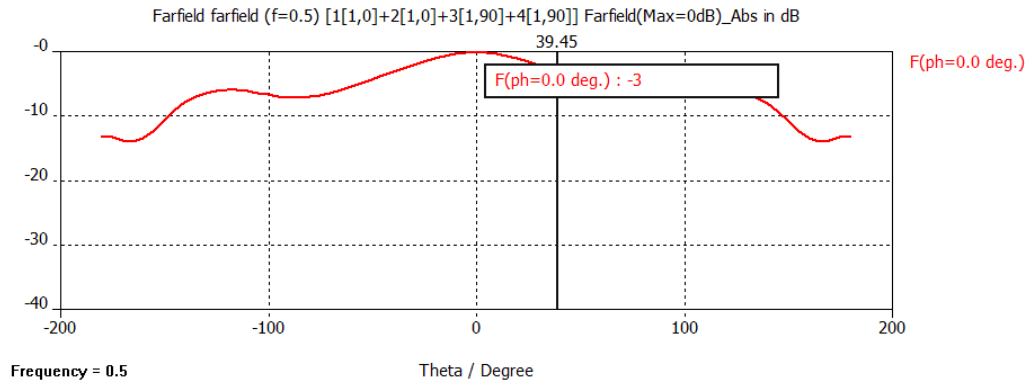


**Ilustración 100: Ancho de haz en el plano horizontal**

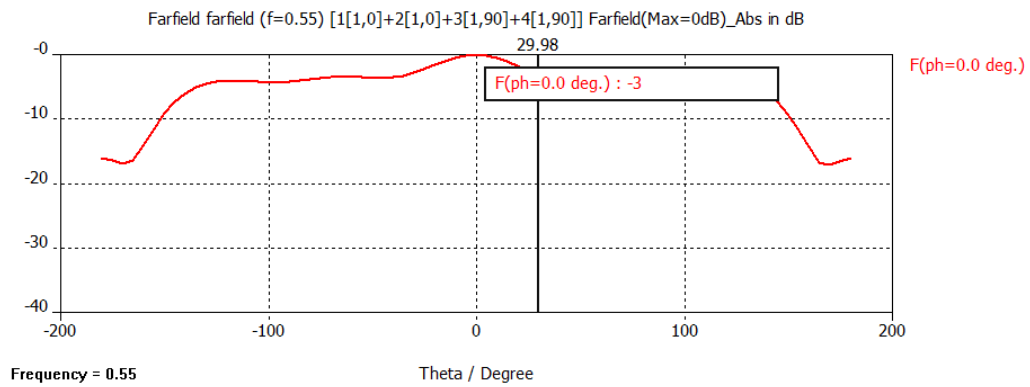
A continuación se muestran los resultados obtenidos en CST para varias frecuencias de esta banda de trabajo.



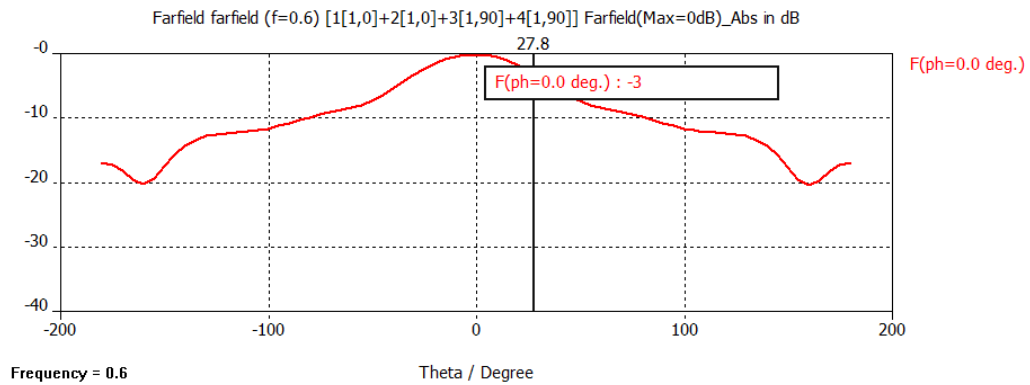
**Ilustración 101: Ancho de haz en el plano horizontal para 450 Mhz obtenido en CST**



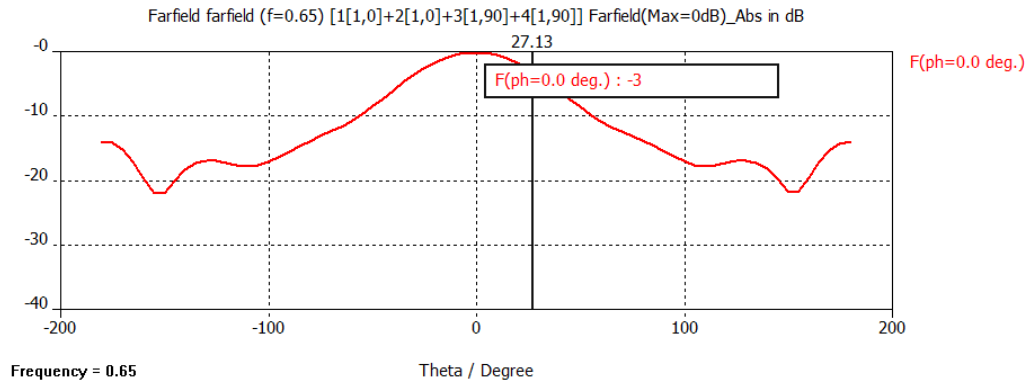
**Ilustración 101: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



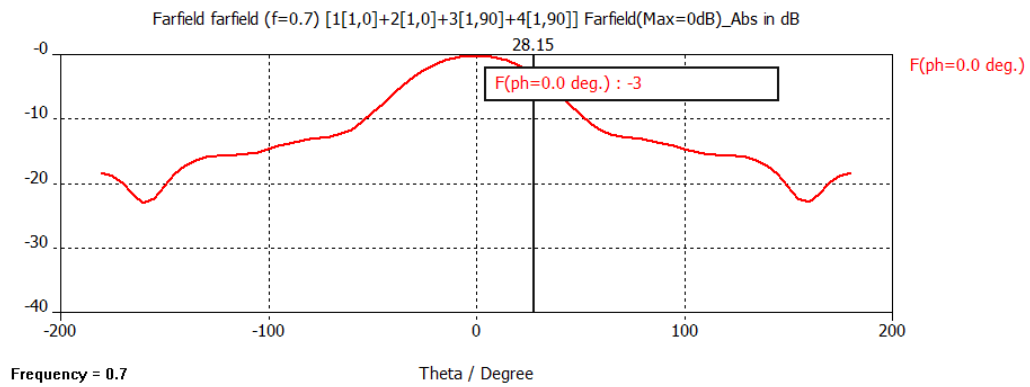
**Ilustración 101: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**



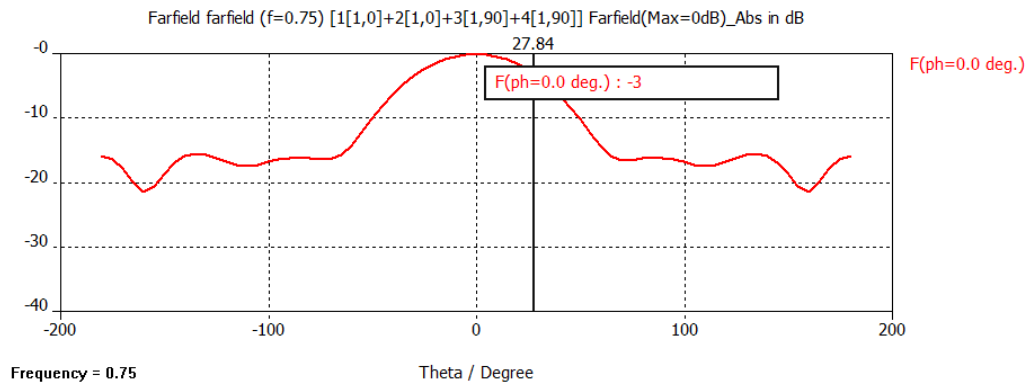
**Ilustración 101: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



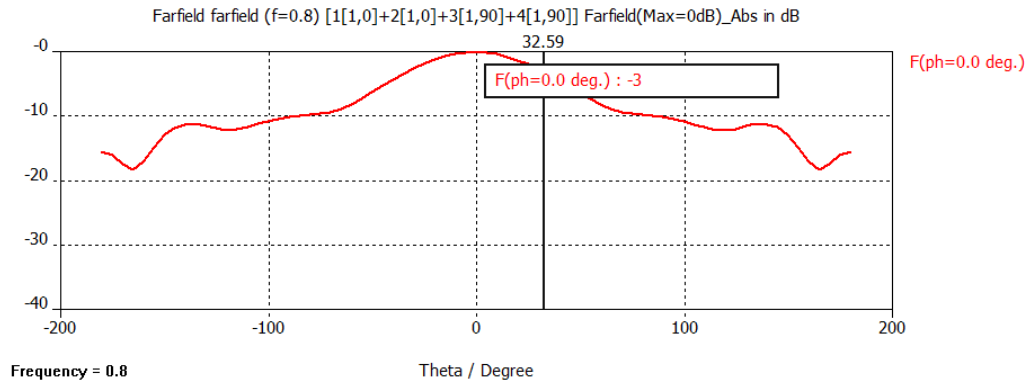
**Ilustración 101: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 101: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 101: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**

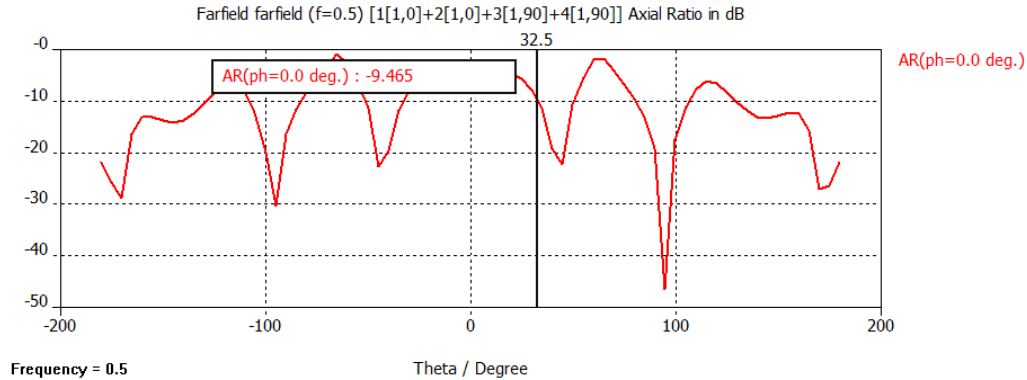


**Ilustración 101: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**

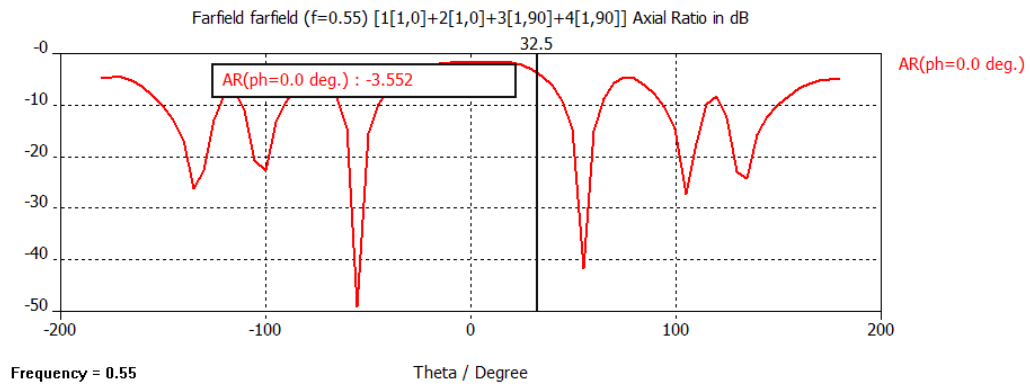
#### 8.4 Resultado: axial ratio

En este capítulo se introduce un nuevo resultado para poder medir la polarización circular, este es, el axial ratio.

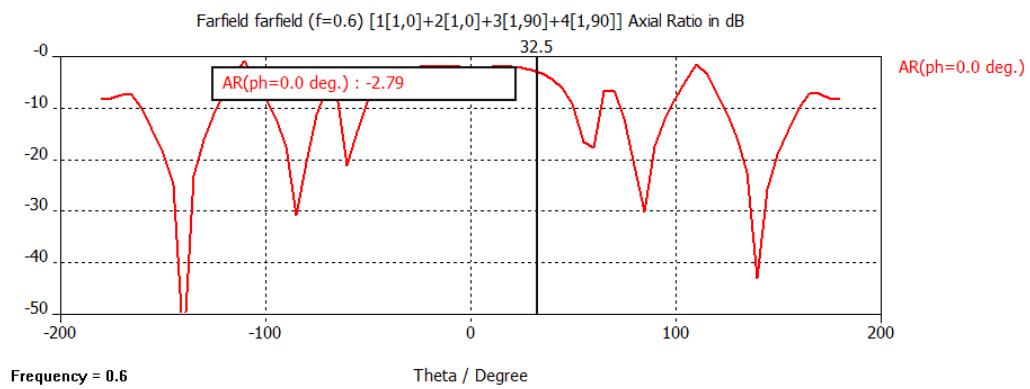
Los resultados obtenidos para el axial ratio no cumplen con las especificaciones ya que debería estar por encima de -4 dBs en el ancho de haz de 65 grados para todo el ancho de banda y sólo se cumple en la banda 520-630 MHz. No se incluye en este apartado el gráfico del axial ratio a lo largo de la banda de trabajo ya que los resultados no cumplen con los objetivos.



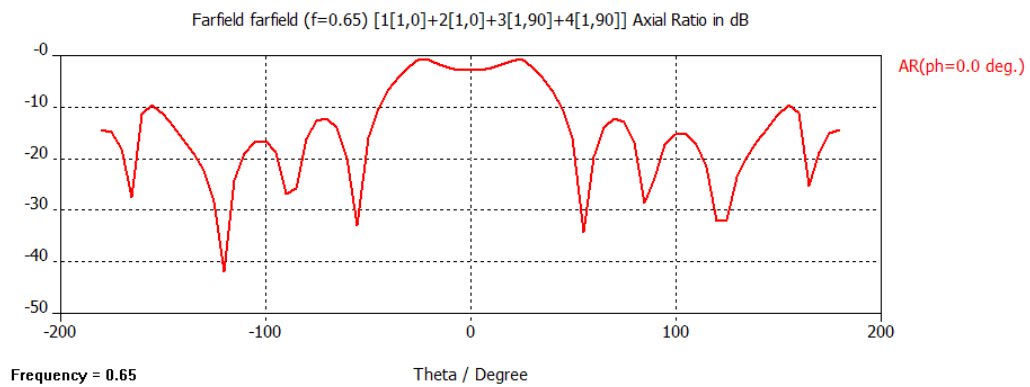
**Ilustración 102: Axial ratio para 500 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 102: Axial ratio para 550 Mhz obtenido en CST**

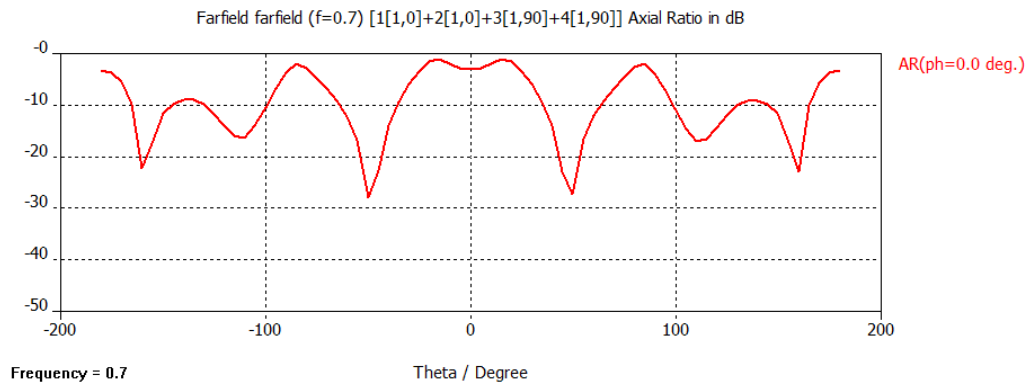


**Ilustración 102: Axial ratio para 600 Mhz obtenido en CST**

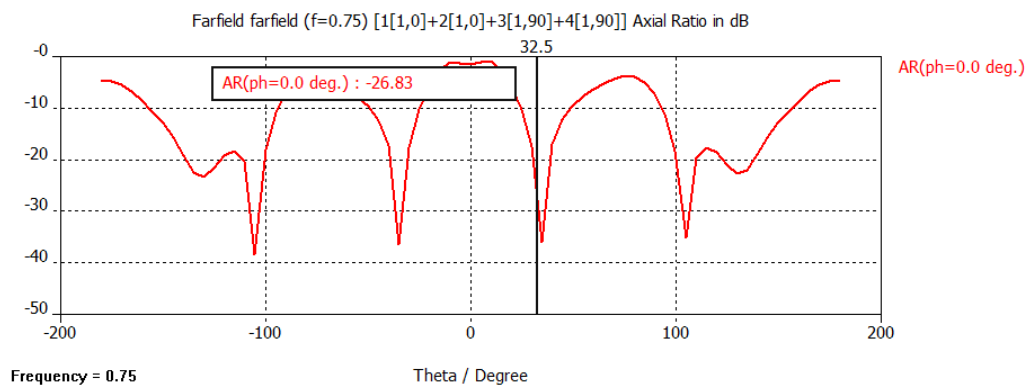


**Ilustración 102: Axial ratio para 650 Mhz obtenido en CST**

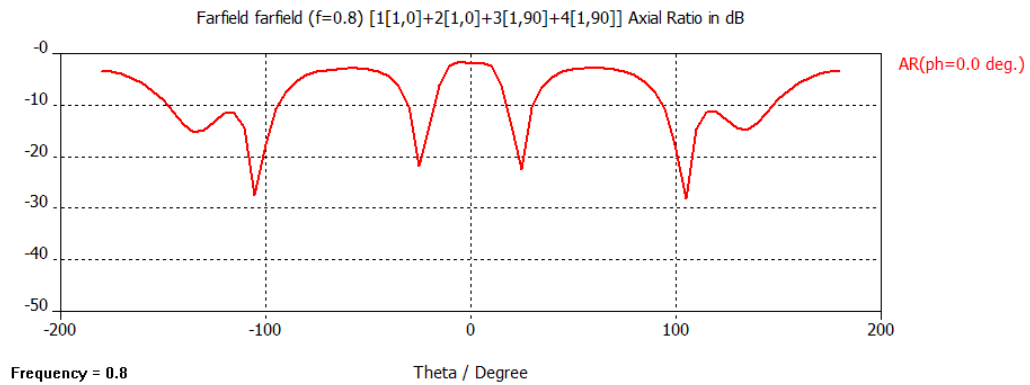




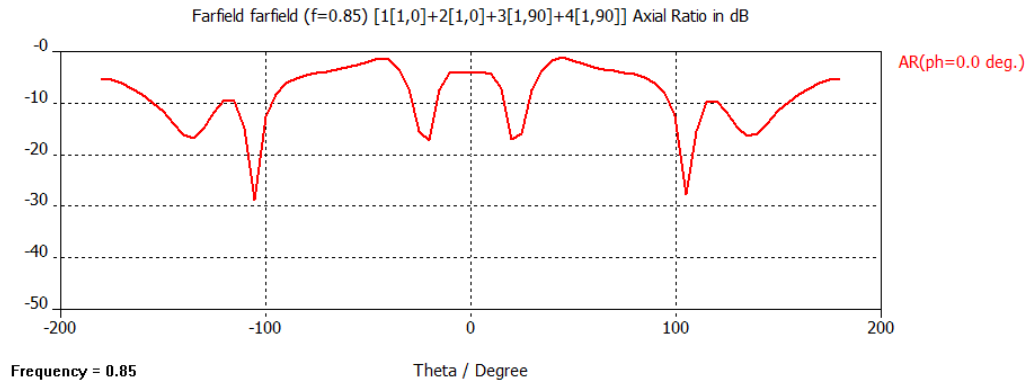
**Ilustración 102: Axial ratio para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 102: Axial ratio para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 102: Axial ratio para 800 Mhz obtenido en CST**

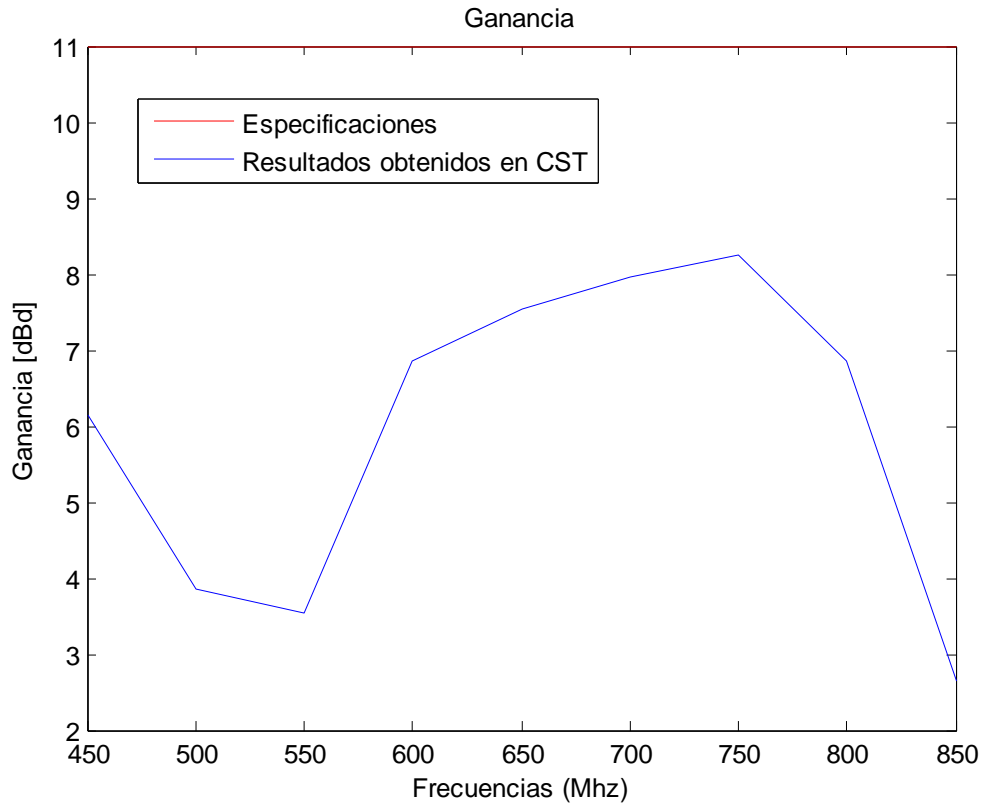


**Ilustración 102: Axial ratio para 850 Mhz obtenido en CST**

## 8.5 Resultado: diagrama de radiación

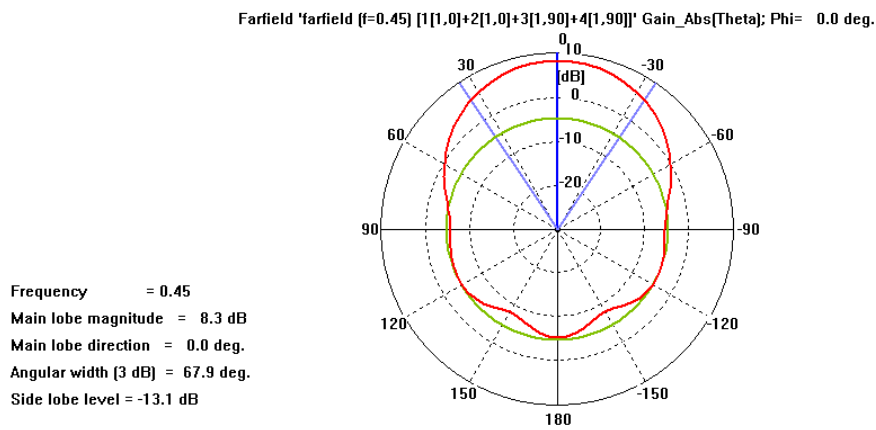
Lo que se ha implementado es un sub-array de 4 dipolos que forman polarización circular. Sin embargo, la ganancia del sub-array corresponde con un array de 2 elementos para cada polarización, no con el array de 4 elementos que se explica en el capítulo 7. Por esto, la ganancia obtenida no tiene como objetivo cumplir con las especificaciones requeridas.

Se puede observar como la ganancia está entre 6 y 8.3 dBd en el rango de frecuencia 575 – 860 Mhz. A la frecuencia de 550 Mhz el diagrama de radiación sigue sin ser bueno porque no se ha conseguido eliminar las corrientes creadas por el acoplo entre elementos.



**Ilustración 103: Ganancia en dBd en la banda de trabajo**

A continuación se muestra los resultados obtenidos en CST para varias frecuencias.



**Ilustración 104: Diagrama de radiación a 450 Mhz en CST**

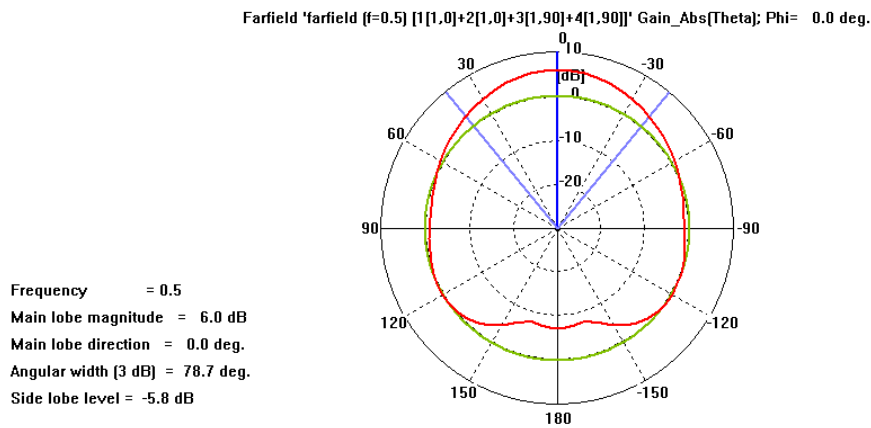


Ilustración 104: Diagrama de radiación a 500 Mhz en CST

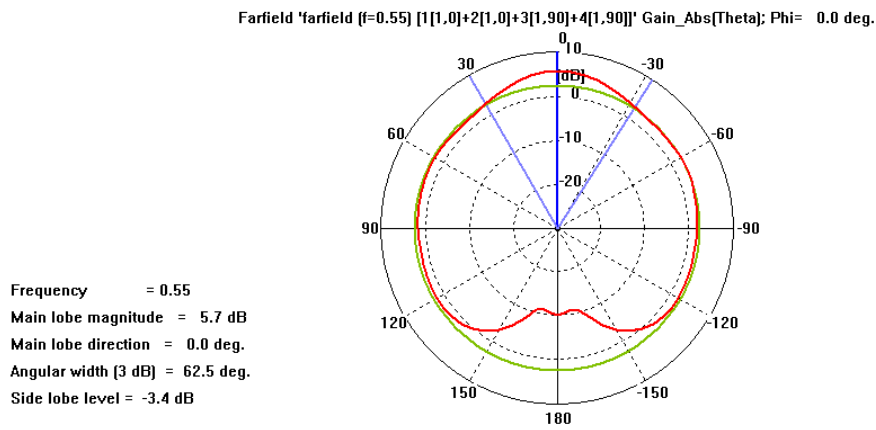


Ilustración 104: Diagrama de radiación a 550 Mhz en CST

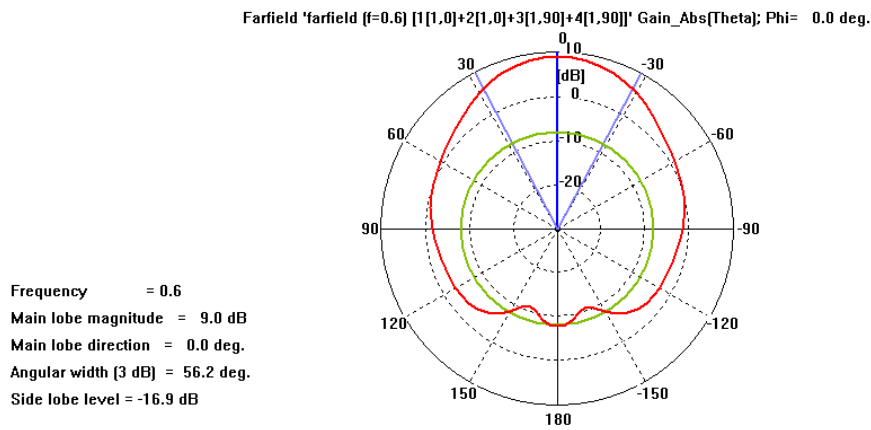


Ilustración 104: Diagrama de radiación a 600 Mhz en CST

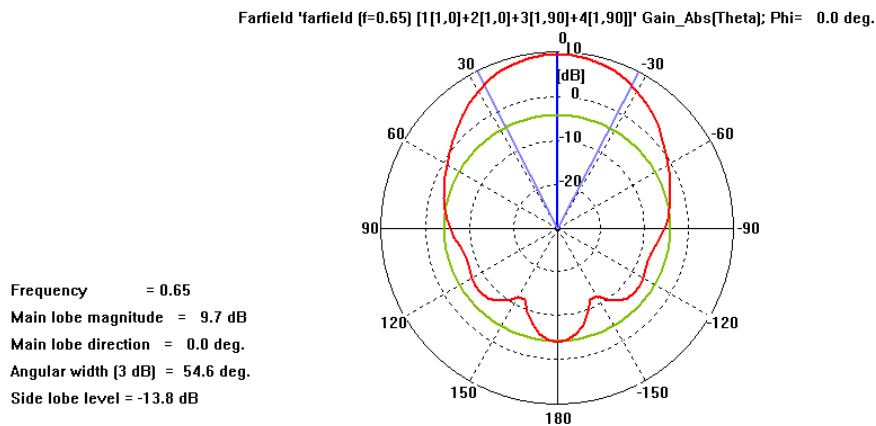


Ilustración 104: Diagrama de radiación a 650 Mhz en CST

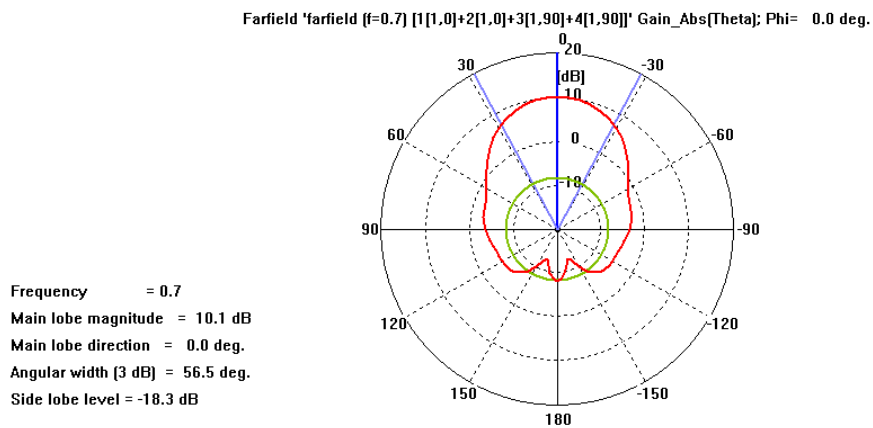


Ilustración 104: Diagrama de radiación a 700 Mhz en CST

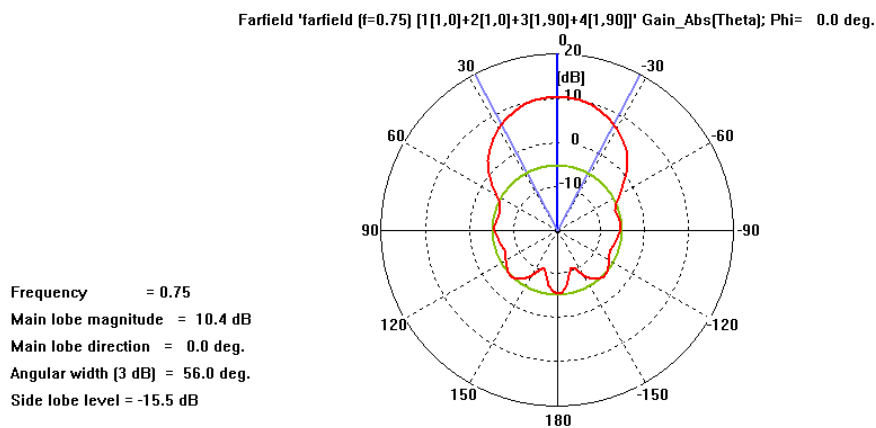
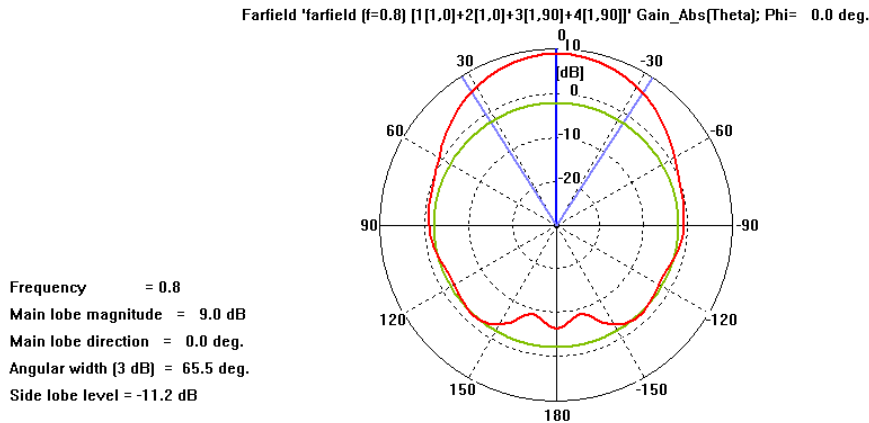
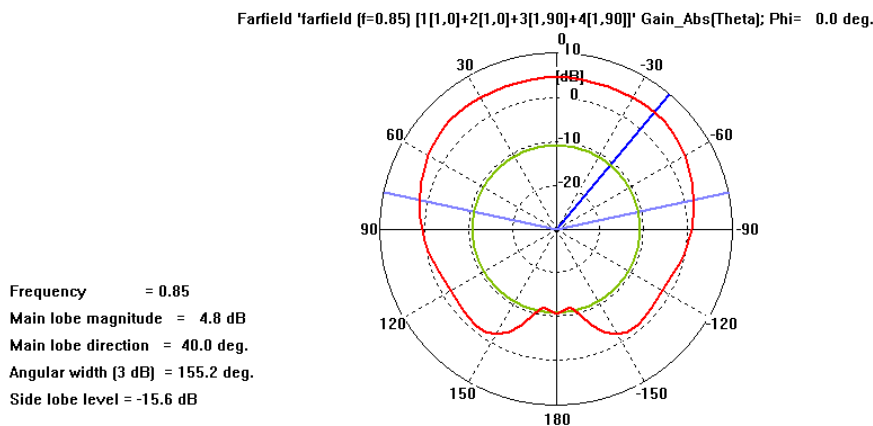


Ilustración 104: Diagrama de radiación a 750 Mhz en CST



**Ilustración 104: Diagrama de radiación a 800 Mhz en CST**



**Ilustración 104: Diagrama de radiación a 850 Mhz en CST**

## 8.6 Conclusiones

El objetivo de este capítulo es cumplir las especificaciones requeridas de polarización circular sin degradar mucho los demás parámetros de la antena. Ya que se está trabajando con el sub-array a falta de implementar el array total, la ganancia obtenida en este capítulo no será un parámetro crítico.

La manera de medir la polarización circular es a partir del axial ratio que según las especificaciones debe estar por encima de -4 dBs en el ancho de haz de 65 grados para toda la banda de trabajo. Sin embargo, los resultados obtenidos no cumplen las especificaciones requeridas en el axial ratio, ya que el rango de frecuencias donde se cumple es 520 - 630 MHz. Esta banda es significativa con respecto a la banda de trabajo 470 – 860 Mhz, por lo que se dice que no se han cumplido los objetivos del capítulo, más concretamente, de la polarización circular.

Con respecto a los demás parámetros, los resultados cumplen los objetivos del capítulo en la banda 550 – 860 Mhz. Se deberá optimizar este resultado desplazando la banda hacia las frecuencias bajas, ya que se ha comprobado que se ha desplazado hacia frecuencias superiores.

Concluyendo, se cumplen los objetivos en el rango de frecuencias de 520 -650 Mhz, limitados sobre todo por el axial ratio. Si no fuese por este parámetro, el rango de frecuencias sería 55 – 860 Mhz.





## Capítulo 9

### Escalado del sub-array con polarización circular

En este apartado se va a intentar desplazar la banda de frecuencias hacia frecuencias inferiores ya que se había comprobado que los resultados obtenidos en la adaptación de impedancia y el diagrama de radiación estaban desplazados hacia frecuencias superiores.

Para desplazar la banda hacia frecuencias inferiores, lo que se va a hacer es escalar todos los elementos del sub-array haciéndolo de mayor tamaño. El problema de implementar lo dicho es que no se cumplen las limitaciones de tamaño de la antena, ya que el plano de masa también se escala y será mayor que  $500 \times 500$  mm.

#### 9.1 Diseño y dimensiones

El diseño será el mismo que el visto en el capítulo anterior y las dimensiones estarán escaladas por un factor suficiente para desplazar la banda hasta la banda de trabajo. Algunas variables se han modificado con el fin de optimizar el resultado.

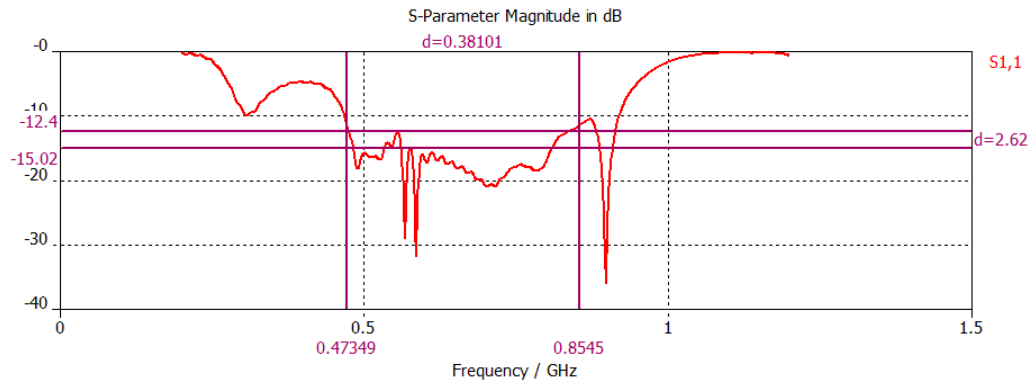
<b>A1</b>	19.62*1.15mm	<b>B1</b>	7*1.15mm	<b>gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.5*1.15mm	<b>B2</b>	205*1.15mm	<b>altura</b>	121*1.15mm
<b>A3</b>	114*1.15mm	<b>B3</b>	4*1.15mm	<b>Espesor pec</b>	6mm
<b>gap balun</b>	1.7mm	<b>Espesor balun</b>	2.65*1.15mm	<b>Diámetro vivo coaxial</b>	0.625mm
<b>Diámetro dieléctrico coaxial</b>	2.05mm	<b>A→ancho del plano de masa</b>	500*1.15mm	<b>B→alto del plano de masa</b>	500*1.15mm
<b>dy</b>	126*1.15mm	<b>Dx</b>	126*1.15mm	<b>ran_x</b>	105*1.15mm
<b>ran_y</b>	6.5*1.15mm				

Tabla 11: Dimensión de las variables del sub-array de dipolos de banda con polarización circular sobre plano de masa en CST

#### 9.2 Resultado: pérdidas de retorno

Las pérdidas de retorno de los puertos 1, 2, 3 y 4 está por debajo de -12.4 dBs en todo el ancho de banda y por debajo de -15 dBs en el ancho de banda 470 – 830 MHz.

Esto se ha conseguido disminuyendo la altura de los dipolos de banda ancha.

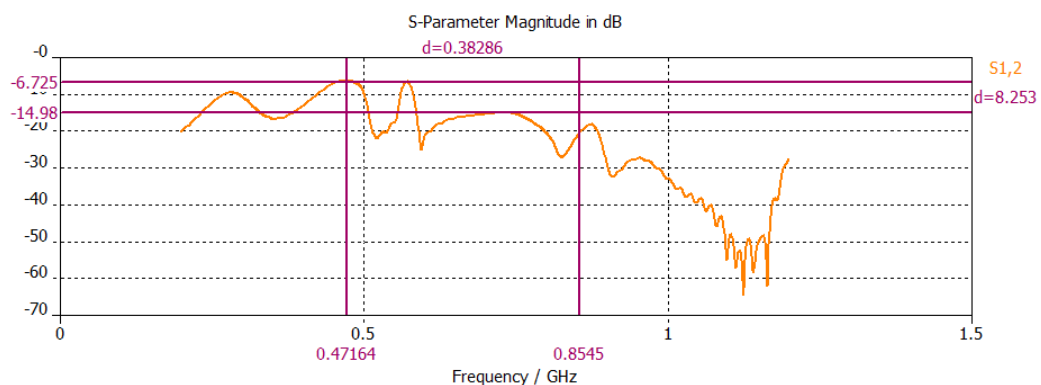


**Ilustración 105: Resultados obtenidos en el parámetro s11**

Se puede ver que se ha desplazado la adaptación de impedancia hacia frecuencias más bajas consiguiendo un valor aceptable para toda la banda de trabajo. Ya que se espera que con la red de alimentación se mejore la adaptación hasta cumplir las especificaciones, se dice que se han cumplido los objetivos de adaptación de este capítulo.

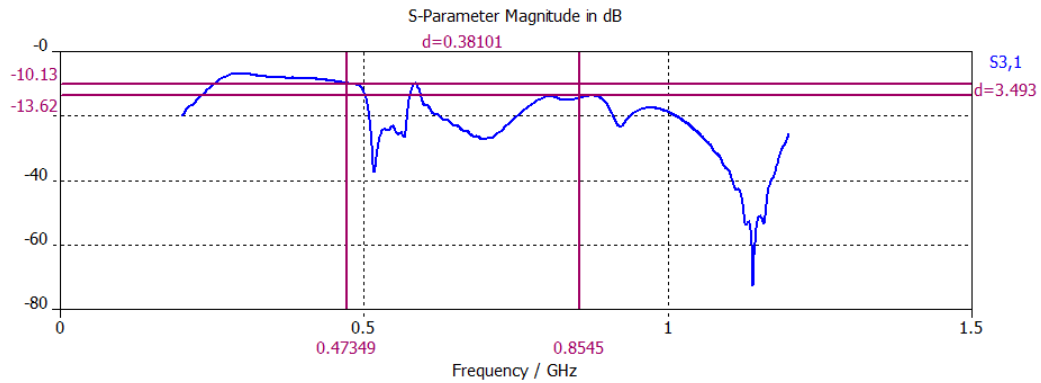
Podemos ver los resultados obtenidos en el acoplo entre elementos, que en esta parte del proyecto no se ha priorizado pero si intentado mejorar. Los resultados que se van a ilustrar corresponden a los parámetros [S12] y [S13] para los que tendríamos completamente caracterizado el acoplo debido a que la disposición de los elementos es simétrica.

El parámetro [S12] está por debajo de -15 dBs en la banda de trabajo de 580 – 860 Mhz siendo para las frecuencias altas más bajo. Habrá que mejorar la adaptación para las frecuencias altas



**Ilustración 106: Resultados obtenidos en el parámetro s12**

El parámetro [S13] está por debajo de -10 dBs en toda la banda de trabajo como se puede ver en la figura siguiente.



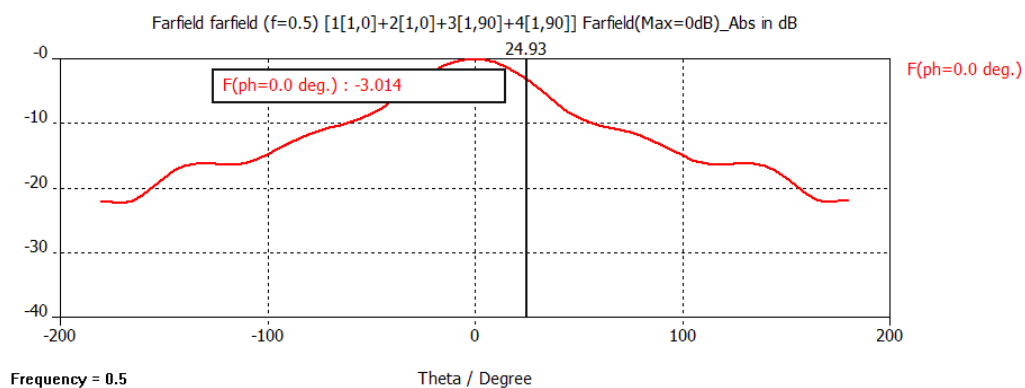
**Ilustración 107: Resultados obtenidos en el parámetro s31**

### 9.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi=0$ grados)

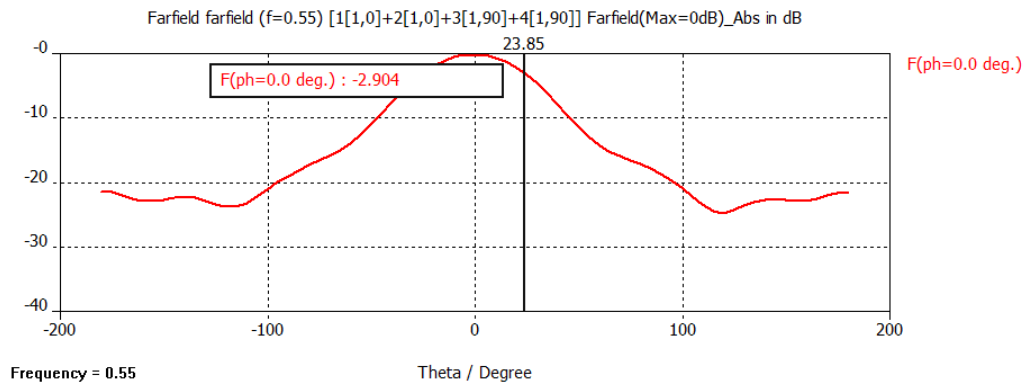
Los resultados obtenidos para el ancho de haz en el plano horizontal cumple con las especificaciones para todo el ancho de banda excepto a partir de los 770 Mhz, donde el diagrama de radiación se degrada considerablemente y aparece un lóbulo secundario que tiene la misma ganancia que el principal. Habrá que mejorar esto con el fin de cubrir toda la banda de trabajo. No se incluye un gráfico en el que se muestre el ancho de haz en el plano horizontal ya que los resultados obtenidos a partir de 700 Mhz no son buenos.

Se espera que al implementar la antenna completa (formada por dos sub-arrays) los resultados mejoren considerablemente ya que al aumentar el número de elementos radiantes para cada una de las polarizaciones, la antenna se debiera hacer más directiva.

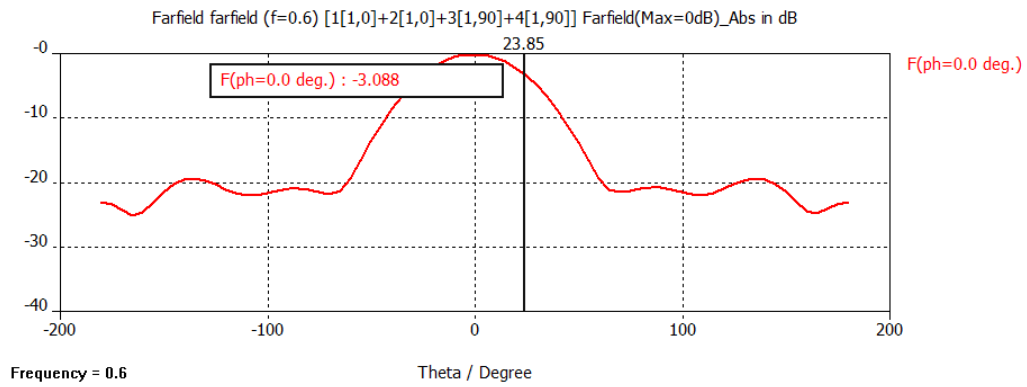
En la figura siguiente, se muestran los resultados obtenidos en CST para varias frecuencias de esta banda de trabajo.



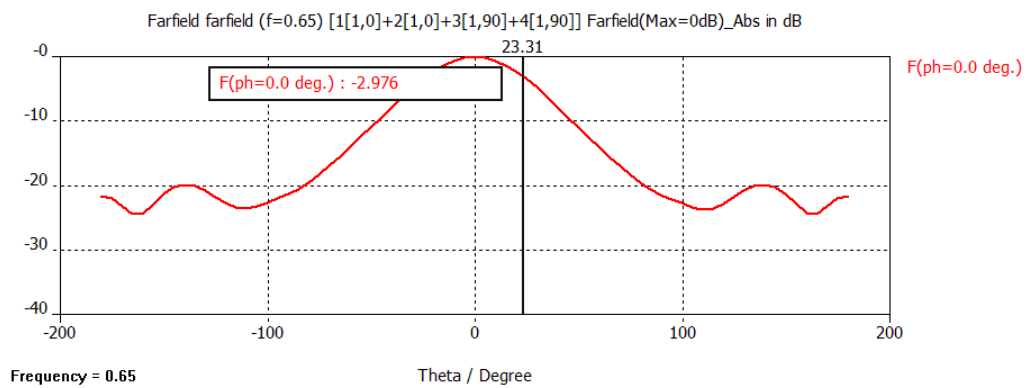
**Ilustración 108: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



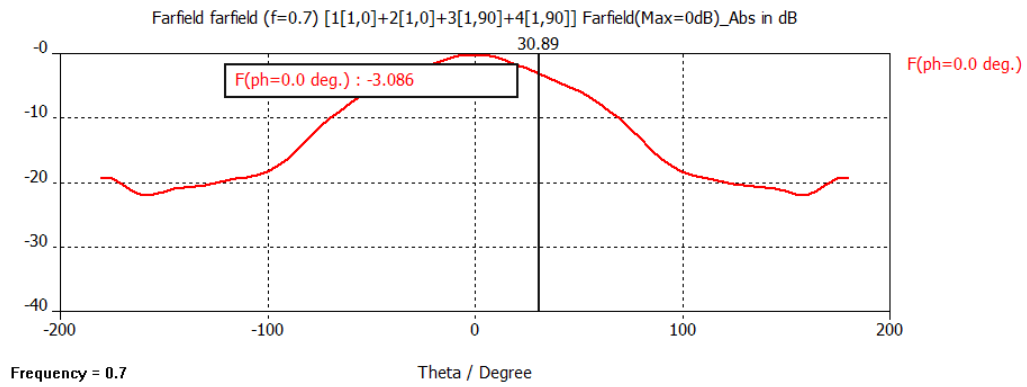
**Ilustración 108: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**



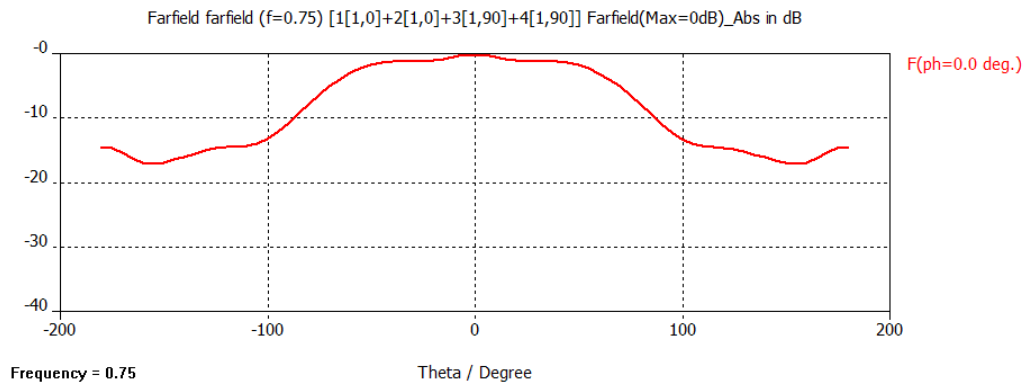
**Ilustración 108: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



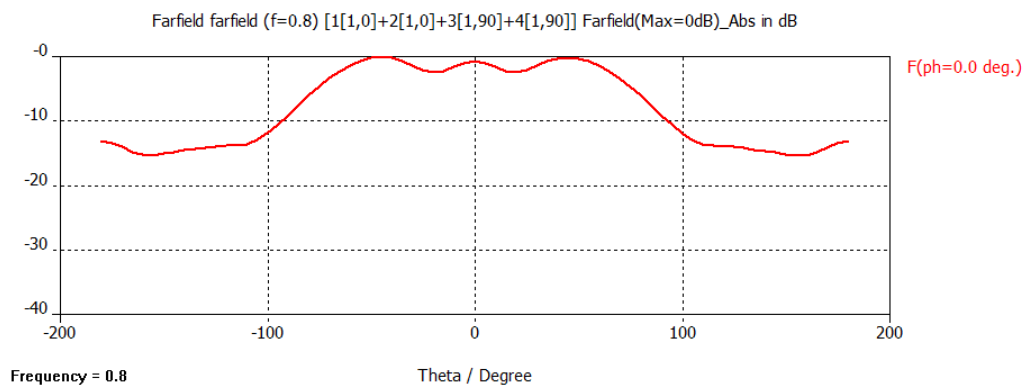
**Ilustración 108: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



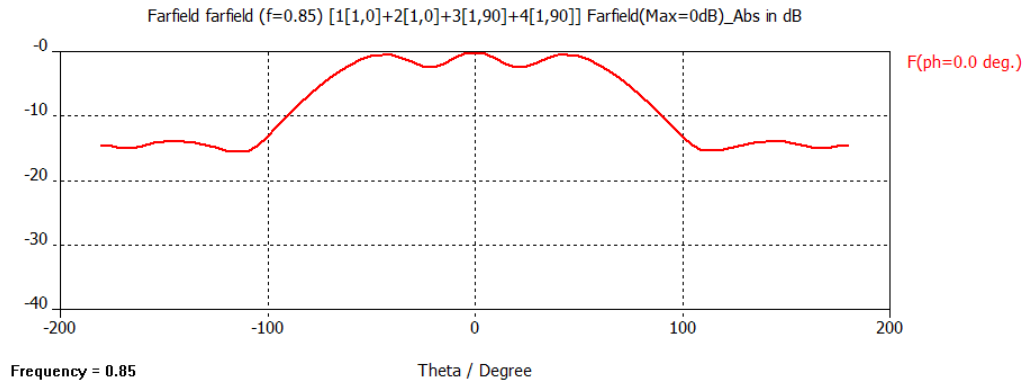
**Ilustración 108: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 108: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



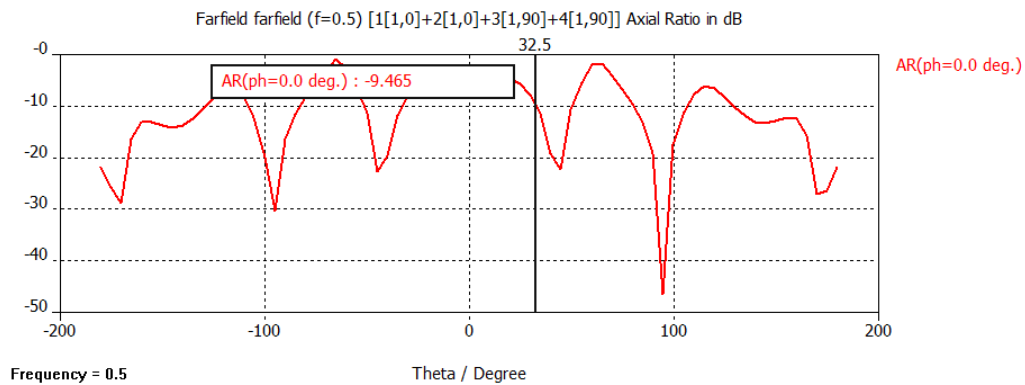
**Ilustración 108: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**



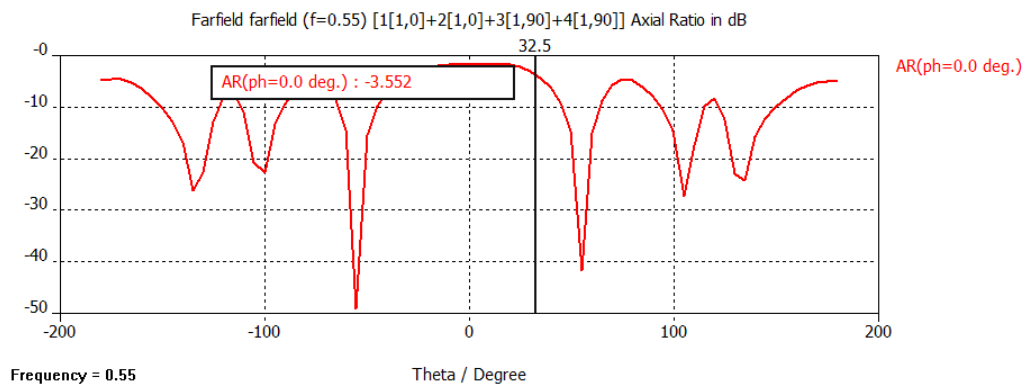
**Ilustración 108: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

## 9.4 Resultado: axial ratio

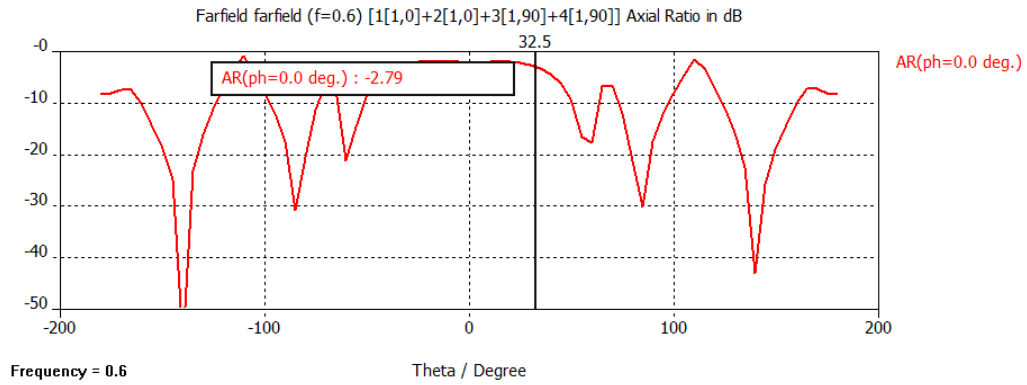
Los resultados obtenidos para el axial ratio no cumplen con las especificaciones ya que debería estar por encima de -4 dBs en el ancho de haz de 65 grados para todo el ancho de banda y sólo se cumple en la banda 520-630 MHz.



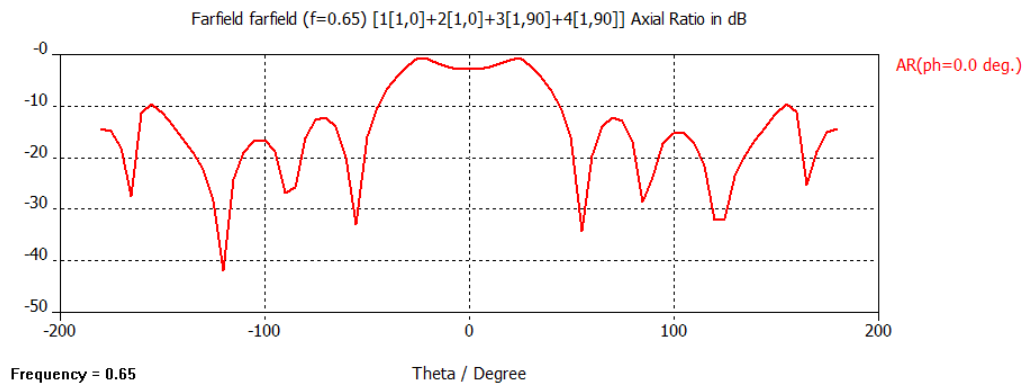
**Ilustración 109: Axial ratio para 500 Mhz en CST**



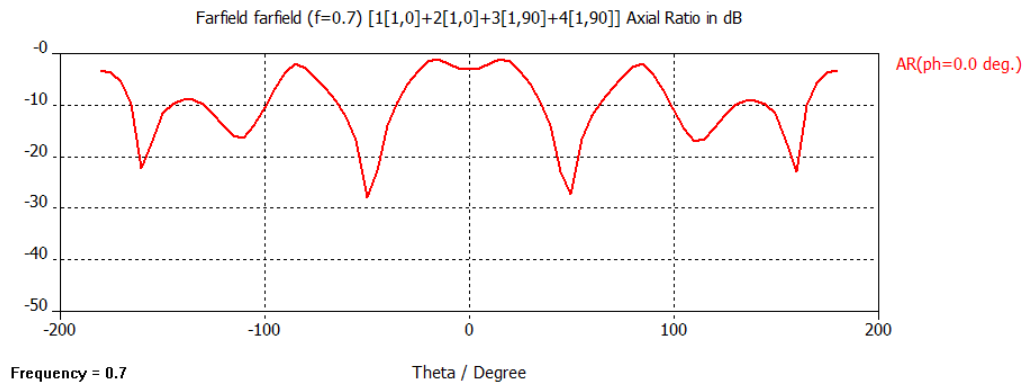
**Ilustración 109: Axial ratio para 550 Mhz en CST**



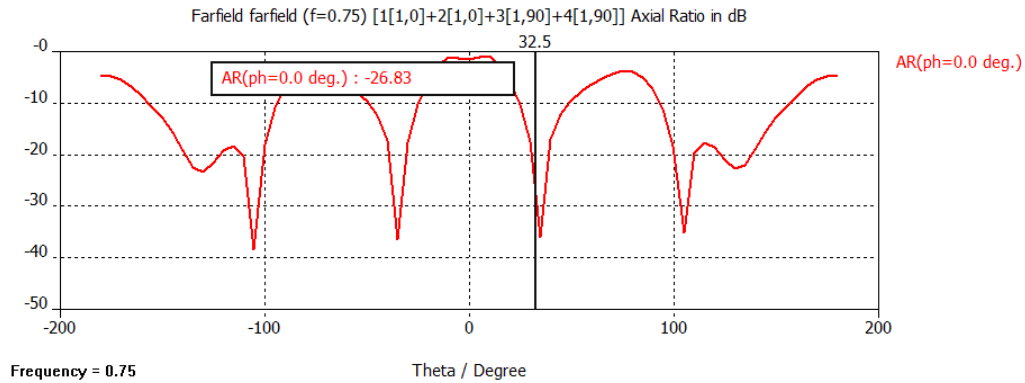
**Ilustración 109: Axial ratio para 600 Mhz en CST**



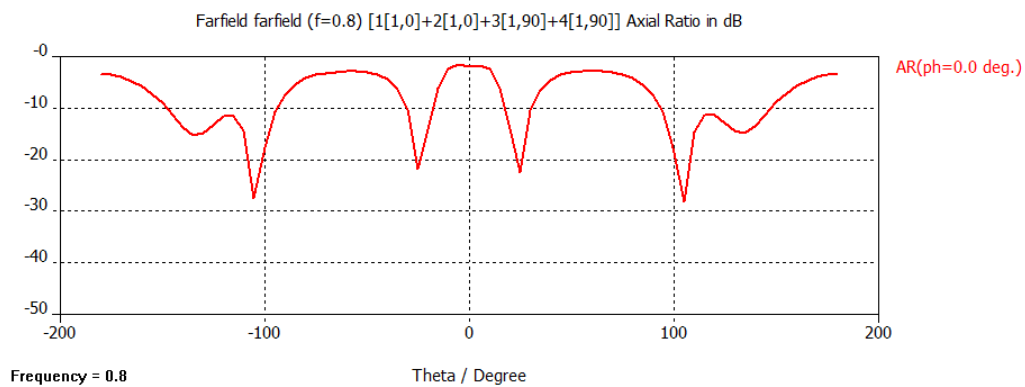
**Ilustración 109: Axial ratio para 650 Mhz en CST**



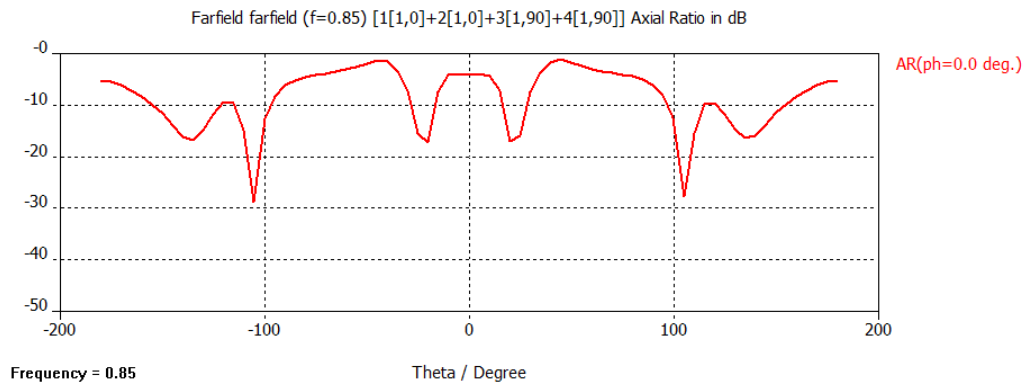
**Ilustración 109: Axial ratio para 700 Mhz en CST**



**Ilustración 109: Axial ratio para 750 Mhz en CST**



**Ilustración 109: Axial ratio para 800 Mhz en CST**



**Ilustración 109: Axial ratio para 850 Mhz en CST**

## 9.5 Resultado: diagrama de radiación

Los resultados obtenidos para el diagrama de radiación se pueden prever a partir de los resultados obtenidos en los apartados anteriores. A partir de 700 Mhz (igual que en el ancho de haz en el plano horizontal) el diagrama de radiación se degrada mucho invalidando estos resultados.

Aún así, la ganancia está en torno a 10 dBs hasta los 700 Mhz, que es cuando se empieza a degradar el diagrama de radiación.



A continuación se muestra en la figura siguiente los resultados obtenidos del diagrama de radiación obtenidos en CST.

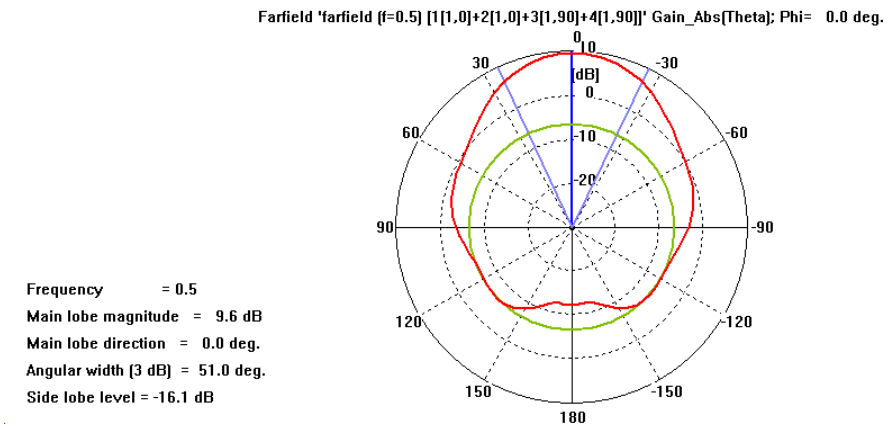


Ilustración 110: Diagrama de radiación a 500 Mhz en CST

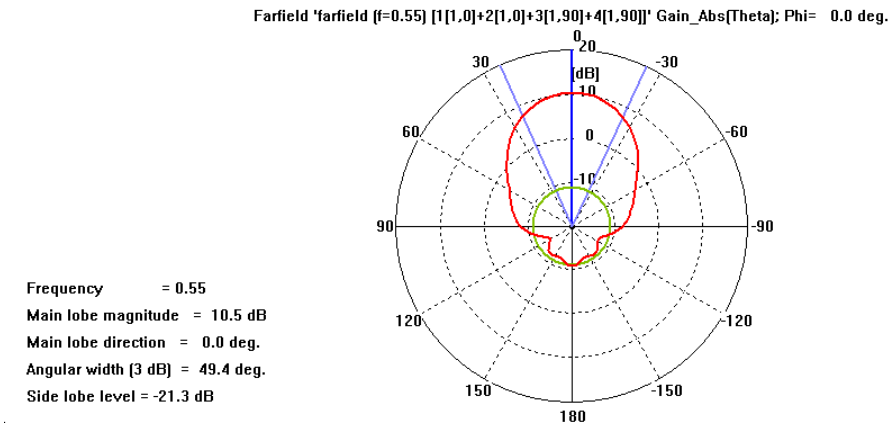


Ilustración 110: Diagrama de radiación a 550 Mhz en CST

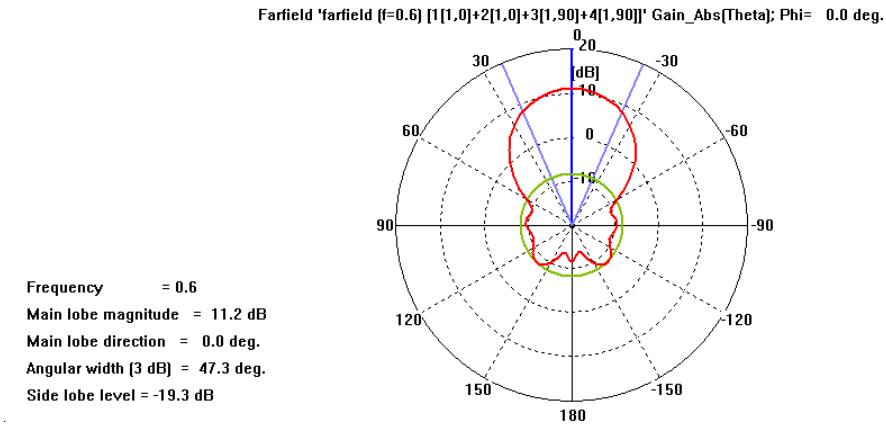


Ilustración 110: Diagrama de radiación a 600 Mhz en CST

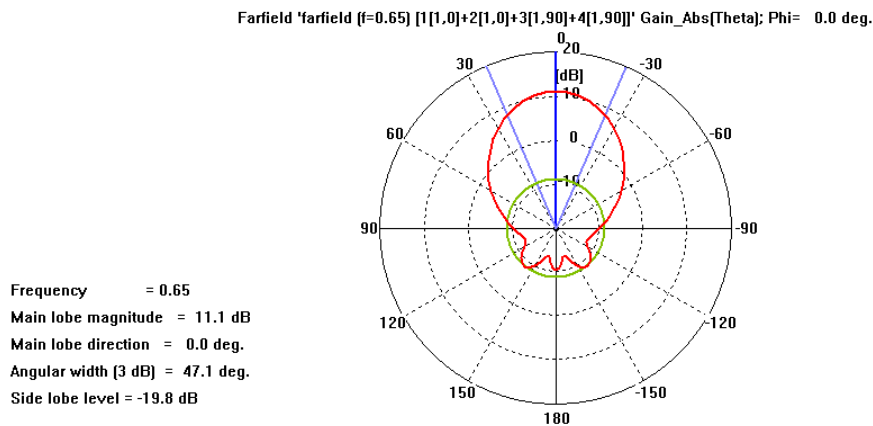


Ilustración 110: Diagrama de radiación a 650 Mhz en CST

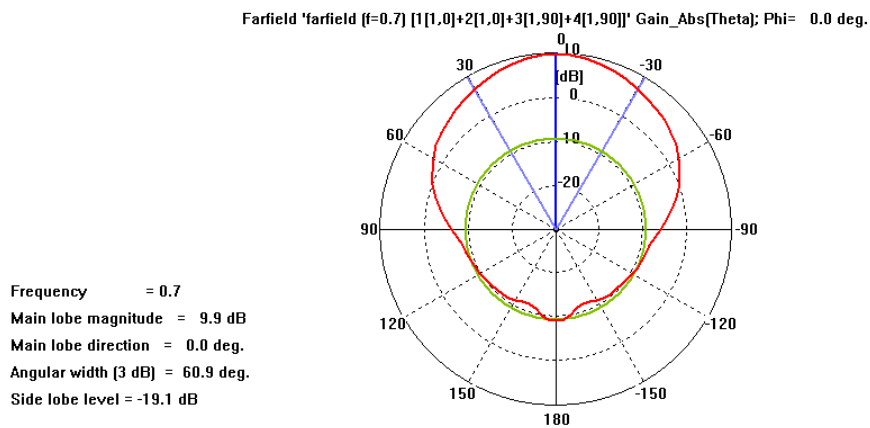


Ilustración 110: Diagrama de radiación a 700 Mhz en CST

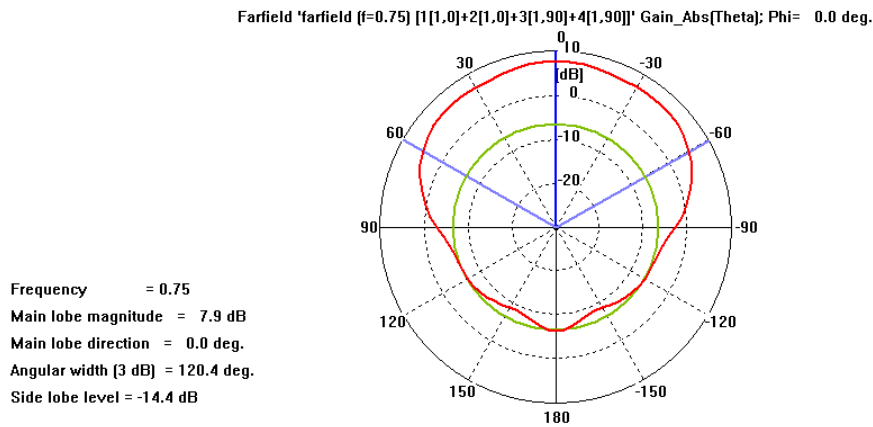
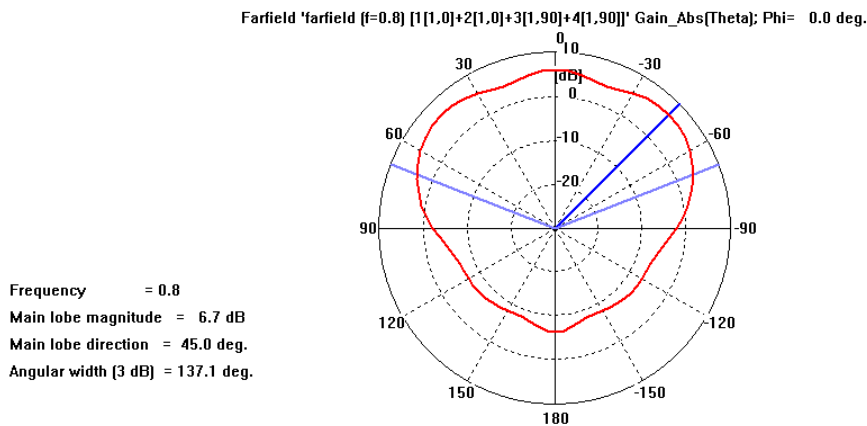
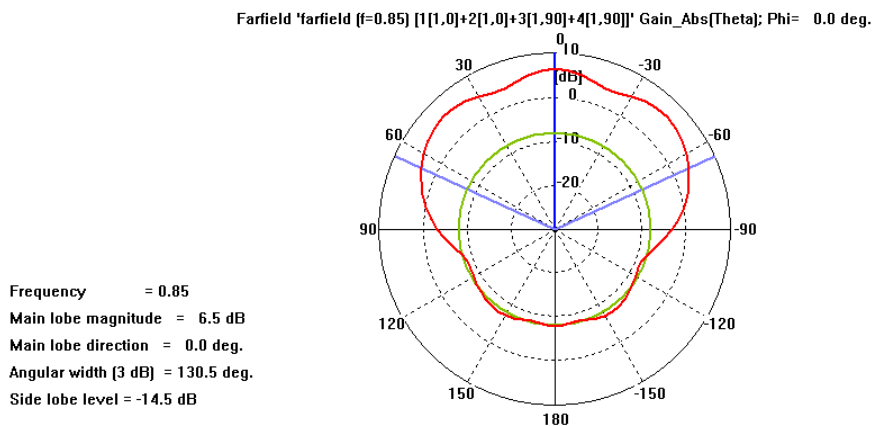


Ilustración 110: Diagrama de radiación a 750 Mhz en CST



**Ilustración 110: Diagrama de radiación a 800 Mhz en CST**



**Ilustración 110: Diagrama de radiación a 850 Mhz en CST**

## 9.6 Conclusiones

El objetivo de esta simulación era desplazar la banda hacia frecuencias inferiores. Para ello se han escalado todos los elementos de la antenna. Se ha conseguido mejorar las pérdidas de retorno para toda la banda de trabajo, incluyendo las frecuencias inferiores, con un resultado de -12 dBs, que se espera mejorar con la red de alimentación.

Se dice que se han cumplido los objetivos de este apartado. Sin embargo, al escalar los elementos, se ha degradado considerablemente el diagrama de radiación a partir de los 700 Mhz. Para la ganancia y el ancho de haz en el plano horizontal, se han obtenido resultados en el rango de frecuencias 450 – 700 Mhz. En cuanto al axial ratio que mide la polarización circular, se consiguen resultados decentes en el rango de frecuencias 450 – 700 Mhz.

Concluyendo, los resultados obtenidos en esta simulación cumplen con los objetivos en el rango de frecuencias 450 – 700 Mhz.

En la simulación anterior, los resultados obtenidos aceptables están dentro del rango de frecuencias 520 – 650 Mhz, limitados por el parámetro axial ratio. Si no fuese por esto, el rango sería 550 – 860 Mhz.



## Capítulo 10

### Simulación del array con polarización circular

En este capítulo se muestra el diseño y dimensiones, y resultados obtenidos con CST de la antena propuesta en el proyecto.

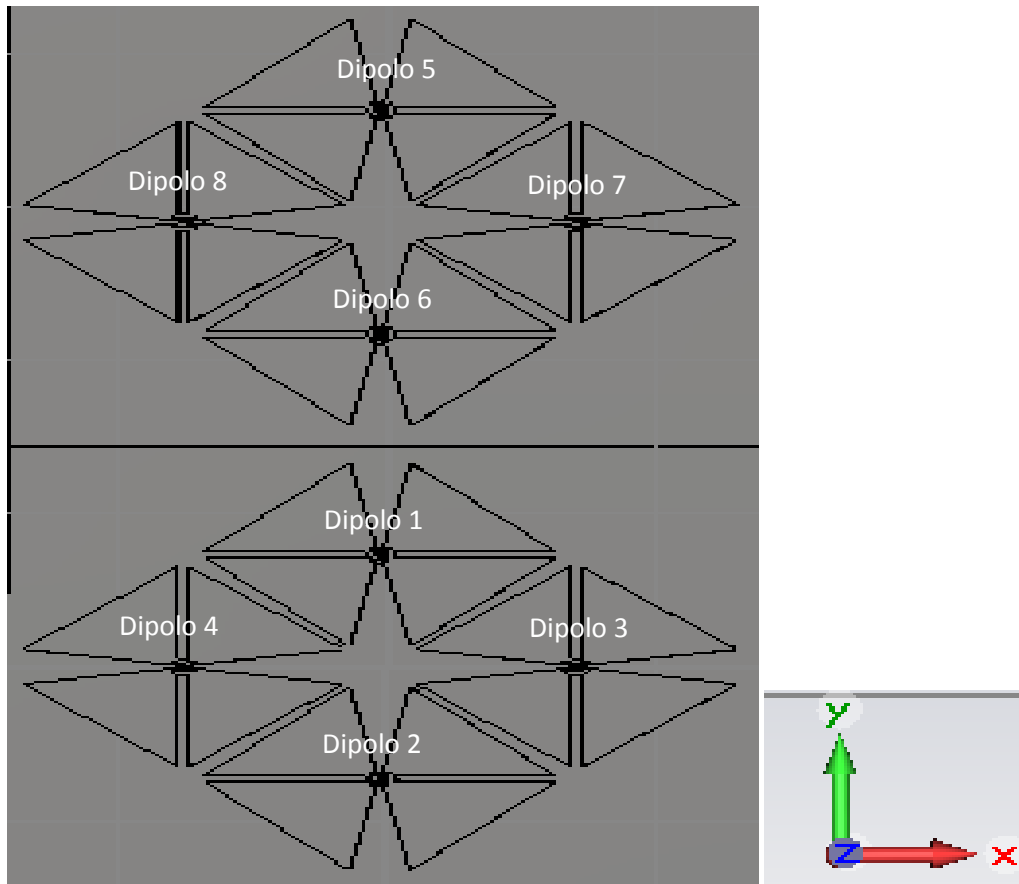
En el capítulo 7 (Simulación del array), veíamos la implementación y resultados del array de 4 elementos para cada polarización (horizontal y vertical), comprobando que los resultados obtenidos eran adecuados a las especificaciones. Hasta este capítulo 7, el único objetivo de la antena propuesta que no se había tenido en cuenta era la polarización circular, la cual se consigue integrando los dos arrays de una forma específica, y alimentando con desfase los dipolos de una de las polarizaciones.

En los capítulos 8 y 9, se implementa el concepto de polarización circular, pero integrando parte de cada array, ya que optimizar los resultados en CST es muy costoso.

En el capítulo 10, se integran definitivamente los dos arrays completos vistos en el capítulo 7.

#### 10.1 Diseño y dimensiones

Para formar el array completo, se ha replicado en el eje 'y' el subarray simulado en el capítulo anterior. Está formado por 8 dipolos, de modo que la antena sea un array de dos elementos con polarización circular: el primer elemento, corresponde con el sub-array inferior (dipolos 1, 2, 3 y 4) y el segundo elemento, corresponde con el sub-array superior (dipolos 5, 6, 7 y 8). A continuación se puede ver la forma de la antena, implementándola en CST.



**Ilustración 111: Perspectiva de la antena implementada en CST**

Para conseguir la polarización circular, se ha alimentado con amplitud uniforme todos los dipolos y con un desfase de 90 grados los dipolos de una de las polarizaciones:

#### Polarización horizontal

Dipolos 1, 2, 5 y 6: Fase 0 grados

#### Polarización vertical

Dipolos 3, 4, 7 y 8: Fase 90 grados

Las dimensiones para cada dipolo se muestran en la siguiente tabla. Se puede ver que están escaladas por un factor (1,15) ya que como se dijo en el capítulo anterior, los resultados obtenidos sin escalar estaban desplazados hacia frecuencias superiores a las que se quieren obtener.

<b>A1</b>	19.62*1.15mm	<b>B1</b>	7*1.15mm	<b>gap</b>	1.5mm
<b>A2</b>	20.5*1.15mm	<b>B2</b>	205*1.15mm	<b>altura</b>	121*1.15mm
<b>A3</b>	114*1.15mm	<b>B3</b>	4*1.15mm	<b>Espesor pec</b>	6mm

gap balun	1.7mm	Espesor balun	2.65*1.15mm	Diámetro vivo coaxial	0.625mm
Diámetro dieléctrico coaxial	2.05mm	dy	126*1.15mm	dx	126*1.15mm
ran_x	105*1.15mm	ran_y	6.5*1.15mm		

Tabla 12: Dimensión de las variables de cada dipolo de la antenna

Las medidas del plano de masa, son las siguientes:

Plano de masa en el eje 'x': 500\*1,15 mm.

Plano de masa en el eje 'y': 1000\*1,15 mm.

## 10.2 Resultado: pérdidas de retorno

Debido a la disposición de los dipolos y su simetría, los coeficientes de reflexión a la entrada que hay que medir y tener en cuenta, son solamente tres:

- $[s_{11}] = [s_{55}]$
- $[s_{22}] = [s_{66}]$
- $[s_{33}] = [s_{44}] = [s_{77}] = [s_{88}]$

Para el primer grupo de coeficientes de reflexión ( $[s_{11}] = [s_{55}]$ ), la adaptación de impedancia que se ha obtenido es -10 dBs en la banda de trabajo (0,47 Mhz – 0,86 Mhz). Se muestra a continuación el resultado obtenido en CST para el parámetro  $[s_{11}]$ .

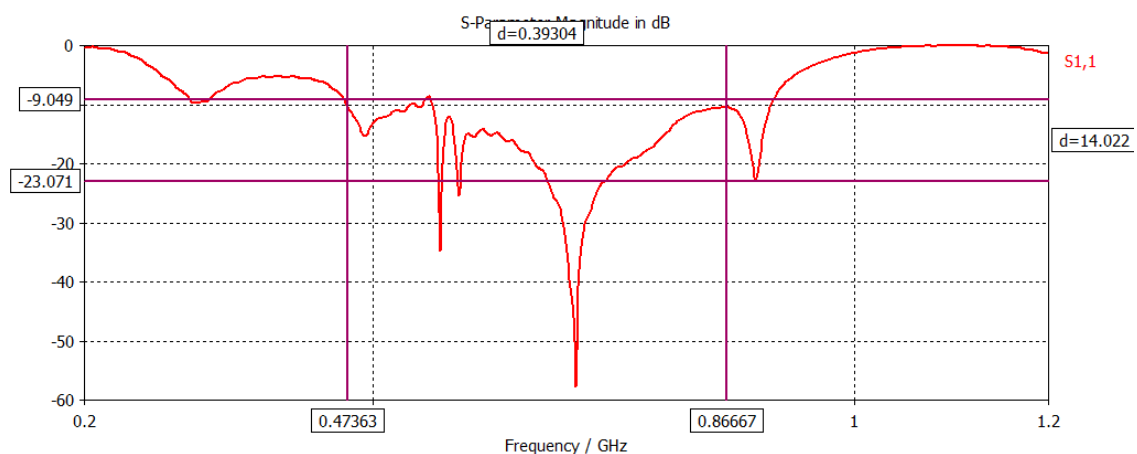
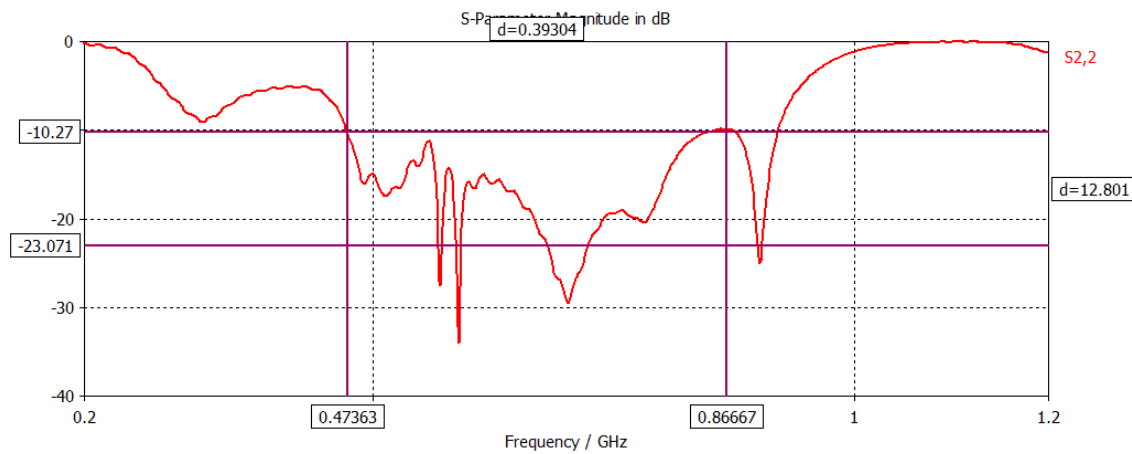


Ilustración 112: Resultados obtenidos del parámetro  $s_{11}$

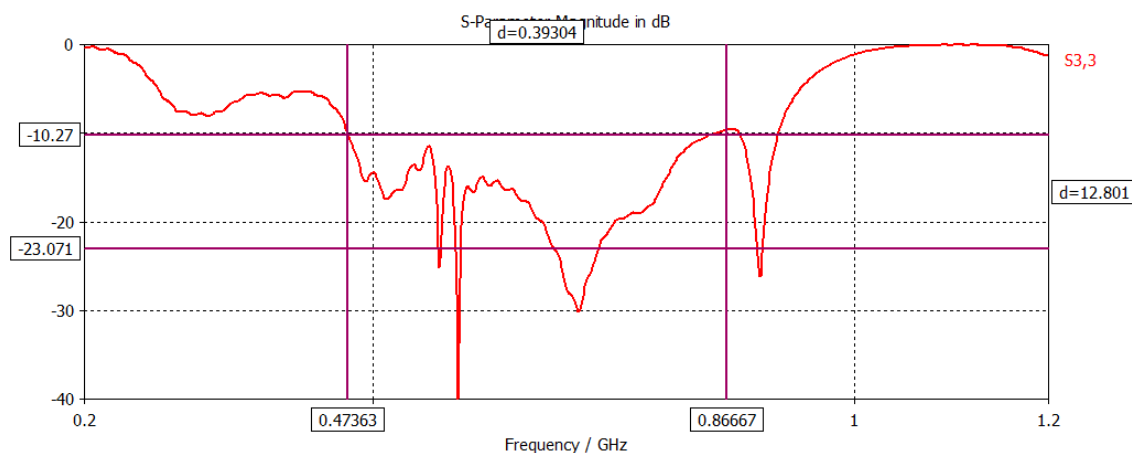
Para el segundo grupo de coeficientes de reflexión ( $[s_{22}] = [s_{66}]$ ), la adaptación de impedancia que se ha obtenido es -10 dBs en la banda de trabajo (0,47 Mhz – 0,86 Mhz). Se muestra a continuación el resultado obtenido en CST para el parámetro  $[s_{22}]$ .



**Ilustración 113: Resultados obtenidos del parámetro  $s_{22}$**

Para el segundo grupo de coeficientes de reflexión ( $[s_{33}] = [s_{44}] = [s_{77}] = [s_{88}]$ ), la adaptación de impedancia que se ha obtenido es -10 dBs en la banda de trabajo (0,47 Mhz – 0,86 Mhz). Se muestra a continuación el resultado obtenido en CST para el parámetro  $[s_{33}]$ .

Las especificaciones requeridas corresponden con una adaptación de impedancia en los coeficientes de reflexión por debajo de -23 dBs, 15 dBs menos que los obtenidos. Aunque este resultado no se ha conseguido optimizar más, se prevé que al incorporar la red de alimentación, este resultado se mejorará.

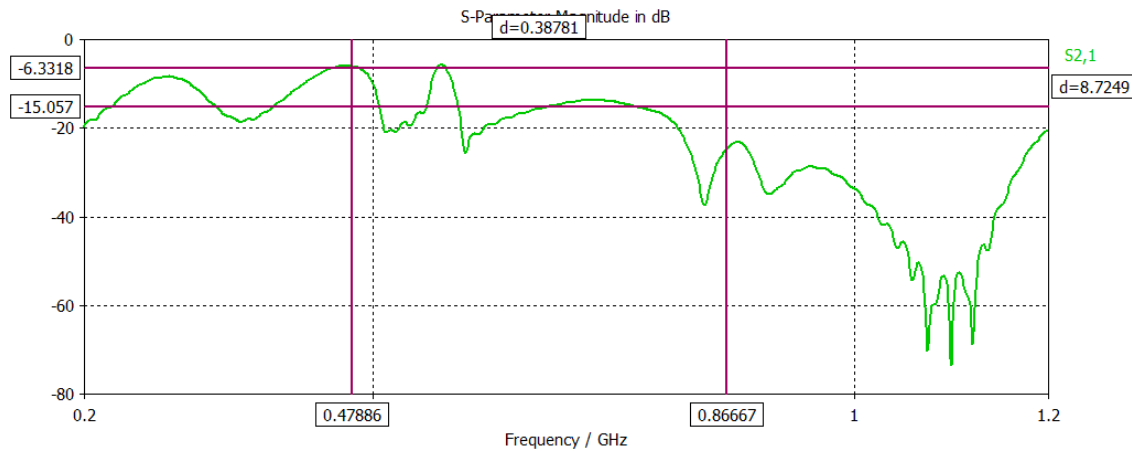


**Ilustración 114: Resultados obtenidos del parámetro  $s_{33}$**

Igual que antes, para medir los resultados obtenidos en el acoplo entre elementos, se va a tener en cuenta el sub-array inferior y la simetría de los dipolos, midiendo solo los parámetros  $[S_{21}]$  y  $[S_{31}]$ .

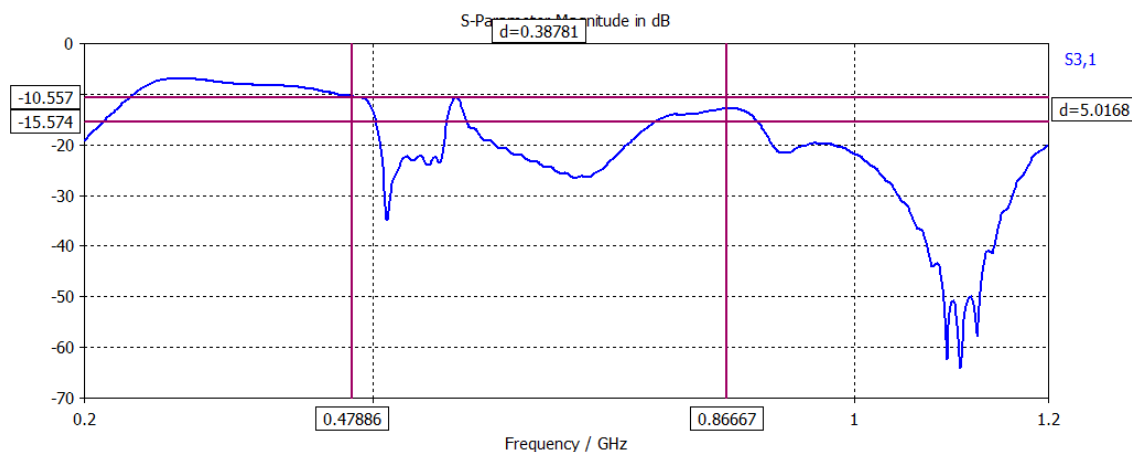


El acoplo entre el dipolo 1 y el dipolo 2 está por debajo de -6 dBs en toda la banda de trabajo.



**Ilustración 115: Resultados obtenidos del parámetro s21**

El acoplo entre los dipolos 1 y 3, está por debajo de -10 dBs en toda la banda de trabajo.

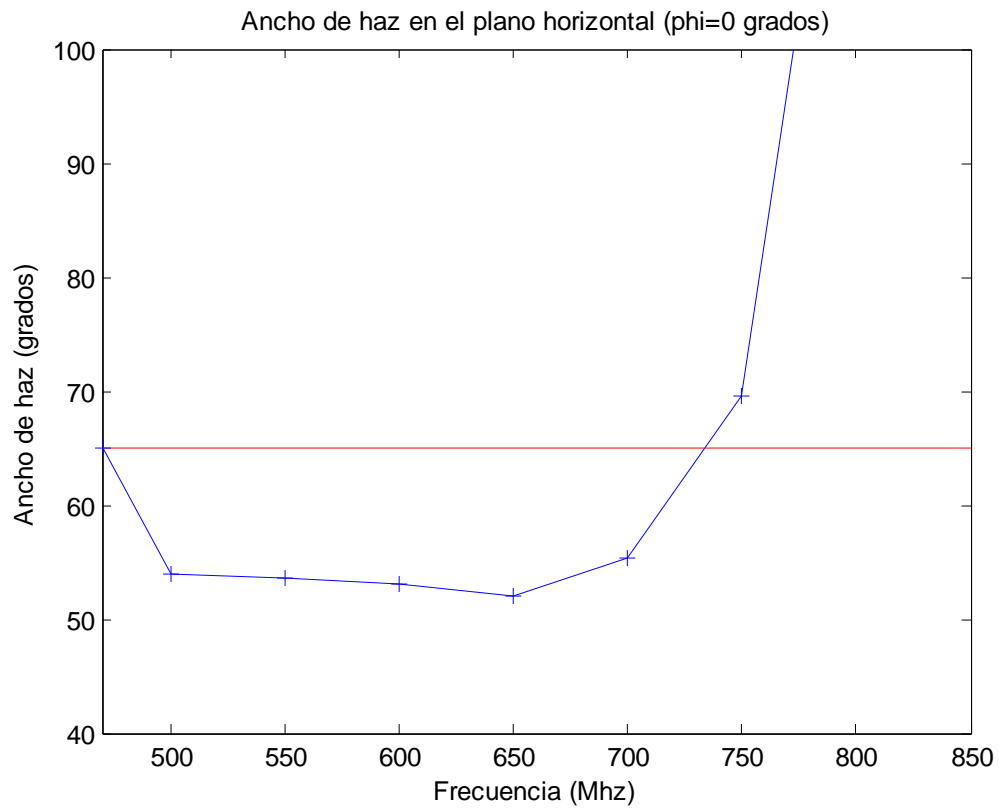


**Ilustración 116: Resultados obtenidos del parámetro s31**

### 10.3 Resultado: ancho de haz en el plano horizontal ( $\phi=0$ grados)

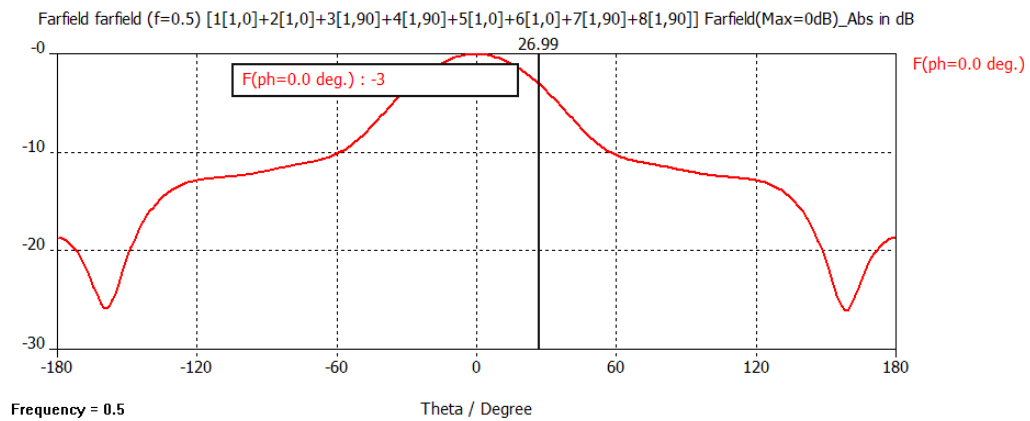
Los resultados obtenidos en el ancho de haz del plano horizontal cumplen con las especificaciones en la banda de 470 – 750 Mhz, por lo que para las frecuencias superiores no se ha conseguido obtener las especificaciones. Esto se ha debido a las limitaciones que existían de tamaño en el plano de masa, y por tanto a las limitaciones de tamaño en los dipolos. Si se hubiesen hecho más pequeños los dipolos, se hubiesen mejorado los resultados en las frecuencias superiores, pero por contra, los resultados en las frecuencias inferiores se hubiesen visto afectados, como se observó en el capítulo 8. Se han preferido mejorar los resultados de las frecuencias inferiores, ya que son más difíciles de obtener.

A continuación se muestra una gráfica dónde se puede ver los resultados obtenidos en CST. En rojo las especificaciones requeridas, y en azul los resultados de CST.

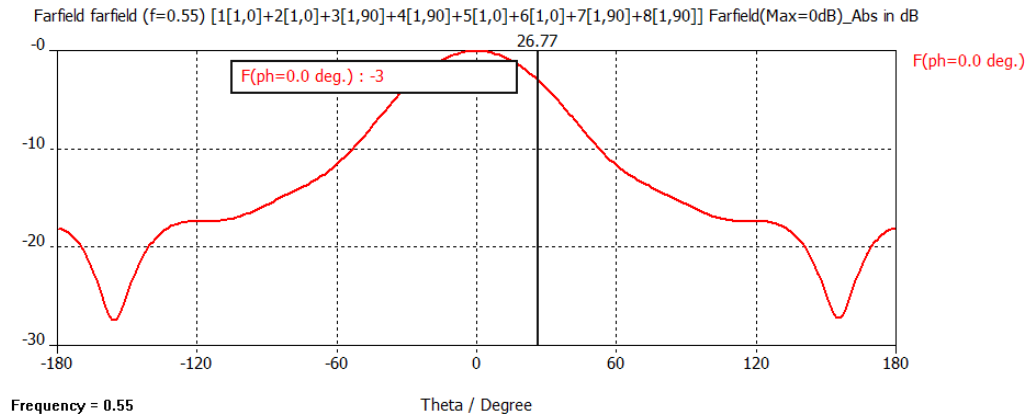


**Ilustración 117: Ancho de haz en el plano horizontal**

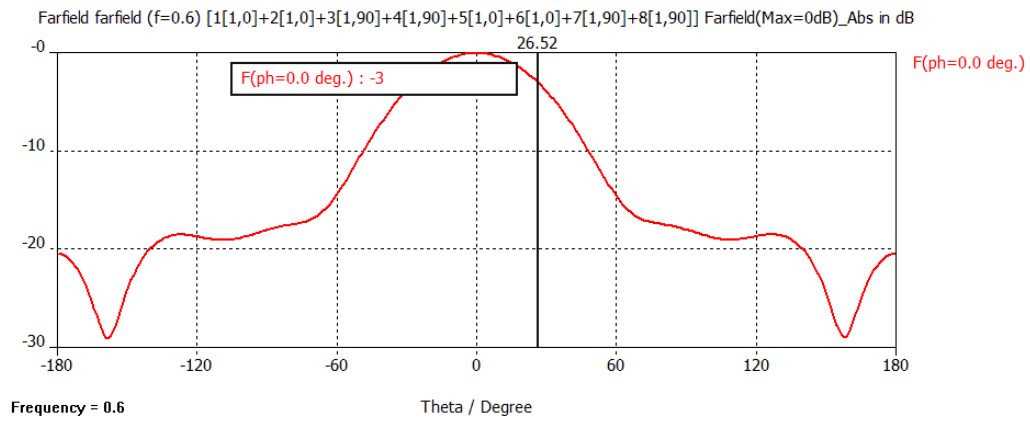
A continuación se muestran los resultados obtenidos en CST, para cada frecuencia. Se puede ver que a 800 y 850 Mhz, se degrada el diagrama de radiación.



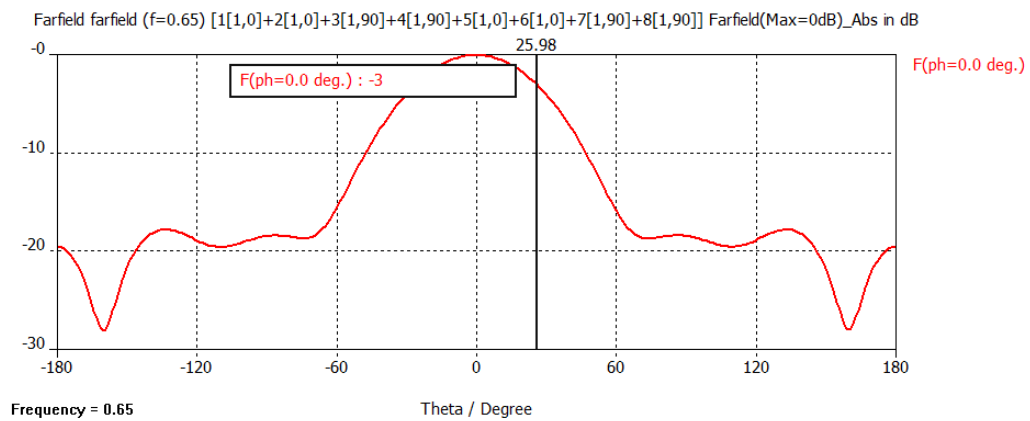
**Ilustración 118: Ancho de haz en el plano horizontal para 500 Mhz obtenido en CST**



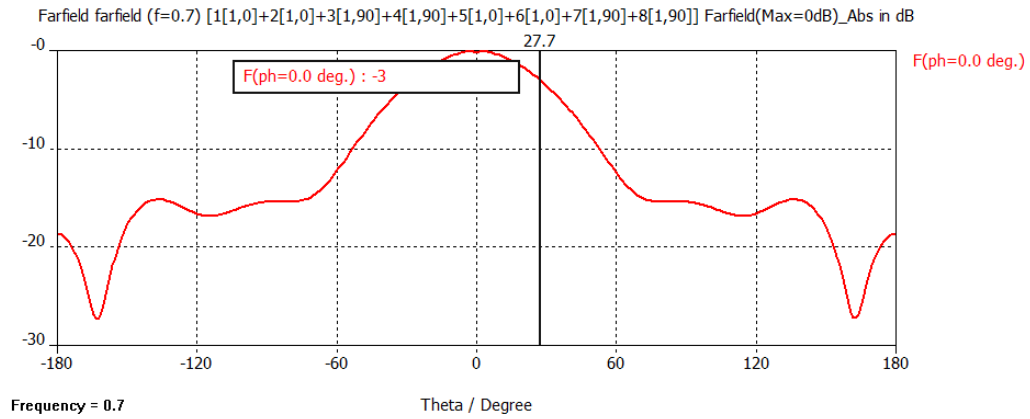
**Ilustración 118: Ancho de haz en el plano horizontal para 550 Mhz obtenido en CST**



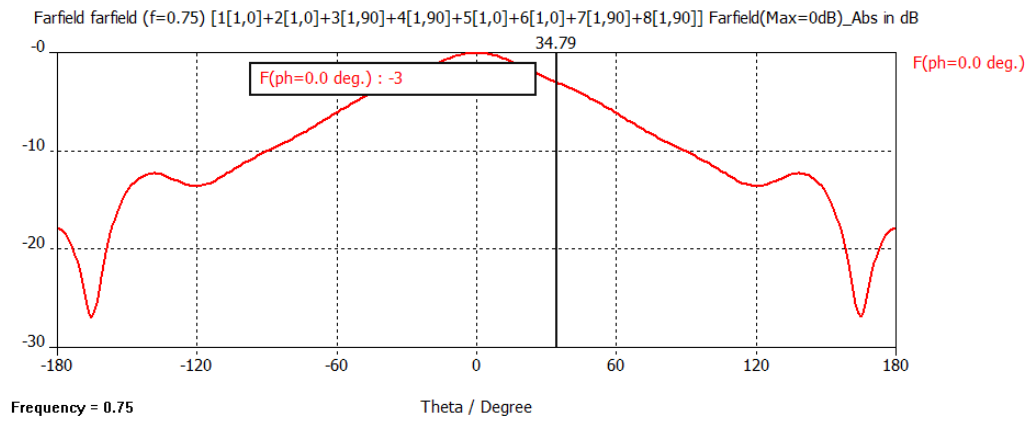
**Ilustración 118: Ancho de haz en el plano horizontal para 600 Mhz obtenido en CST**



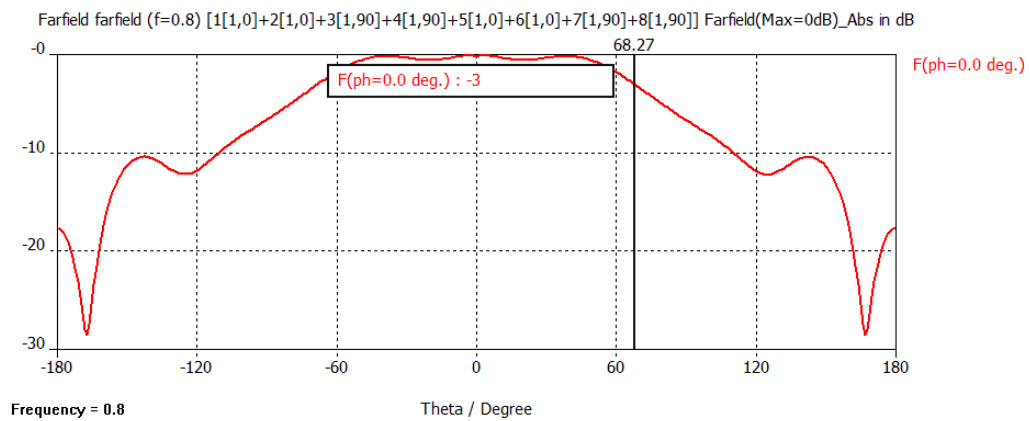
**Ilustración 118: Ancho de haz en el plano horizontal para 650 Mhz obtenido en CST**



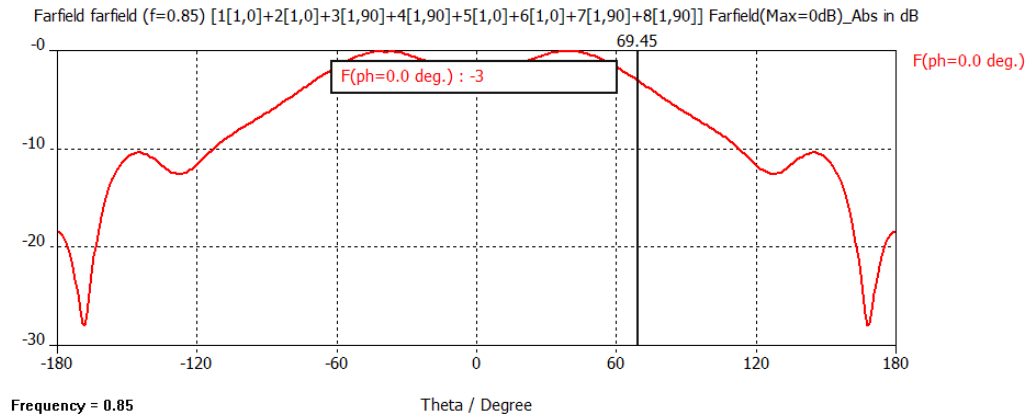
**Ilustración 118: Ancho de haz en el plano horizontal para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 118: Ancho de haz en el plano horizontal para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 118: Ancho de haz en el plano horizontal para 800 Mhz obtenido en CST**

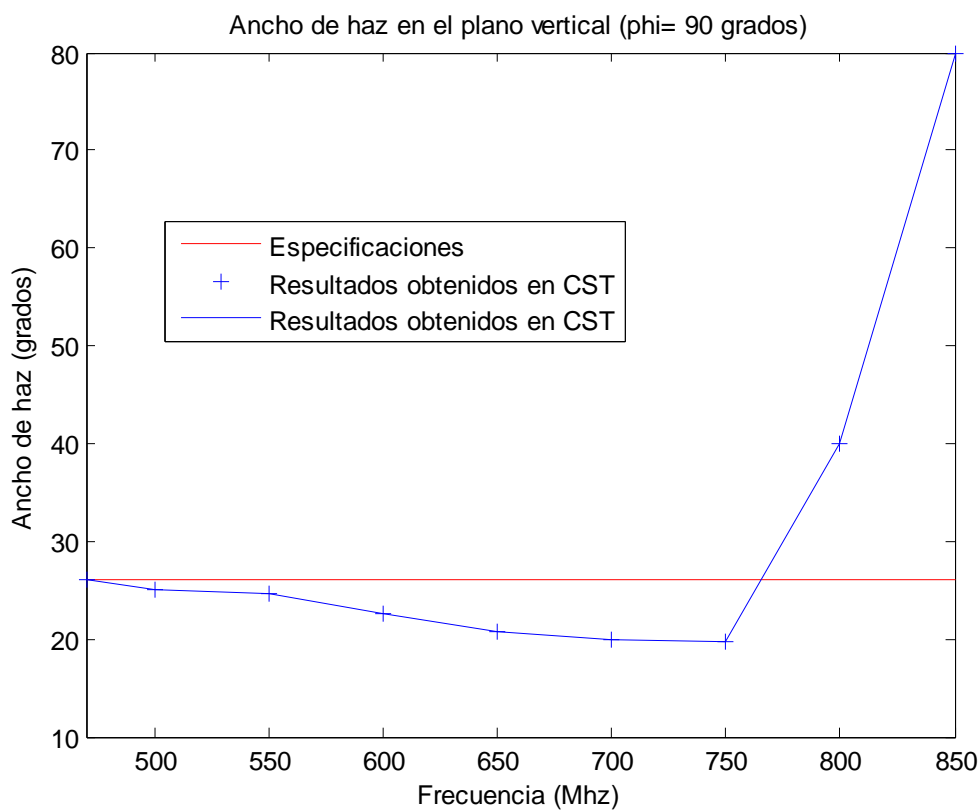


**Ilustración 118: Ancho de haz en el plano horizontal para 850 Mhz obtenido en CST**

#### 10.4 Resultado: Ancho de haz en el plano vertical (phi=90 grados)

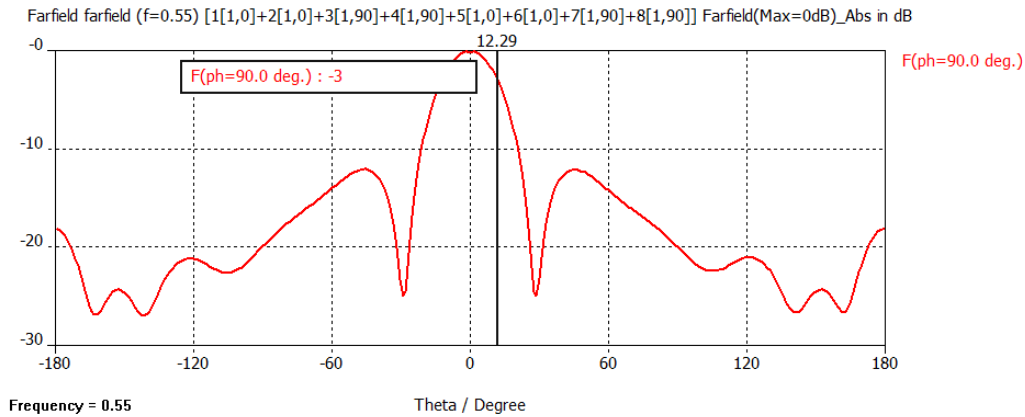
Los resultados obtenidos en el ancho de haz del plano horizontal cumplen con las especificaciones en la banda de 470 – 750 Mhz, por lo que para las frecuencias superiores no se ha conseguido obtener las especificaciones.

A continuación, se muestran un gráfico con el ancho de haz en función de la frecuencia.

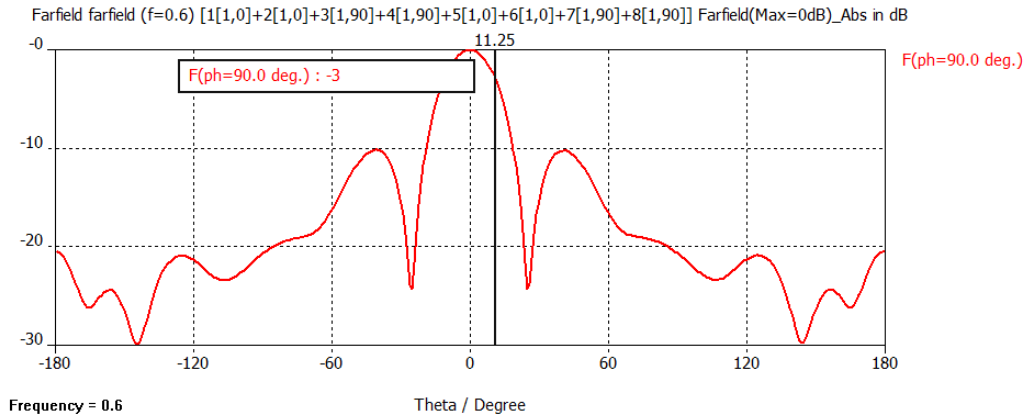


**Ilustración 119: Ancho de haz en el plano vertical**

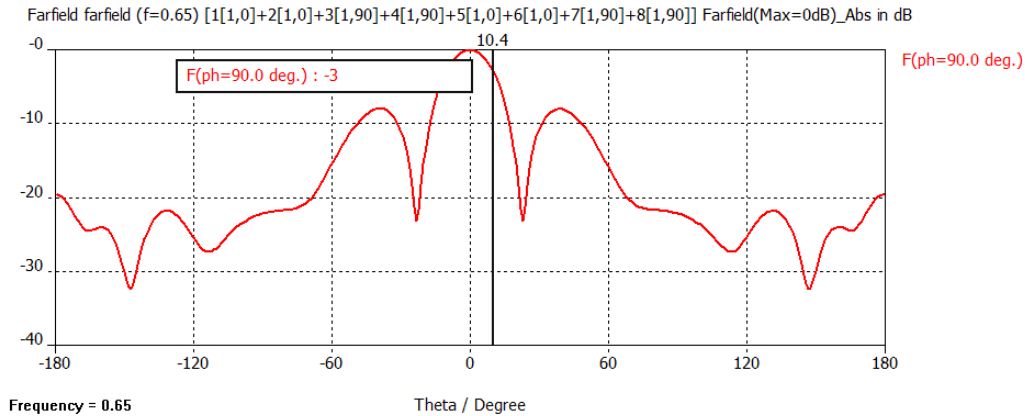
A continuación se muestran los resultados obtenidos en CST, para cada frecuencia. De nuevo, se puede ver que los resultados en 800 y 850 Mhz muestran una degradación del diagrama de radiación. Se puede ver en la figura 120, que para las frecuencias superiores de la banda de trabajo, aparecen unos lóbulos laterales que no son admisibles.



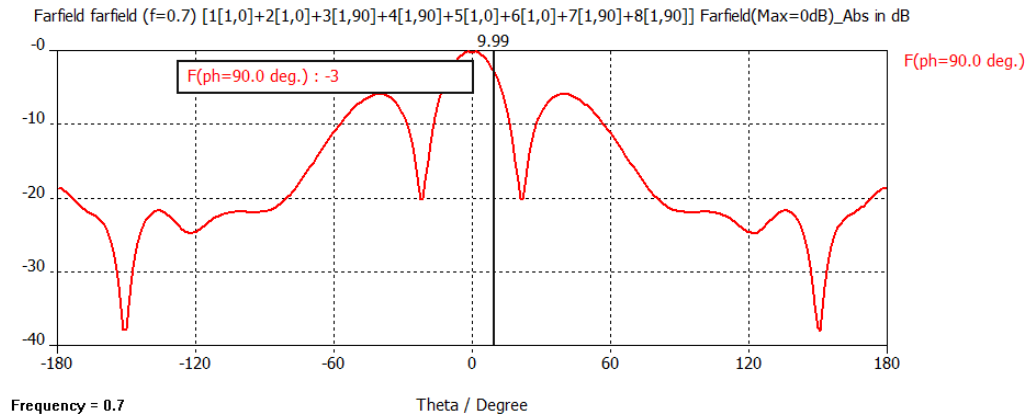
**Ilustración 120: Ancho de haz en el plano vertical para 550 Mhz obtenido en CST**



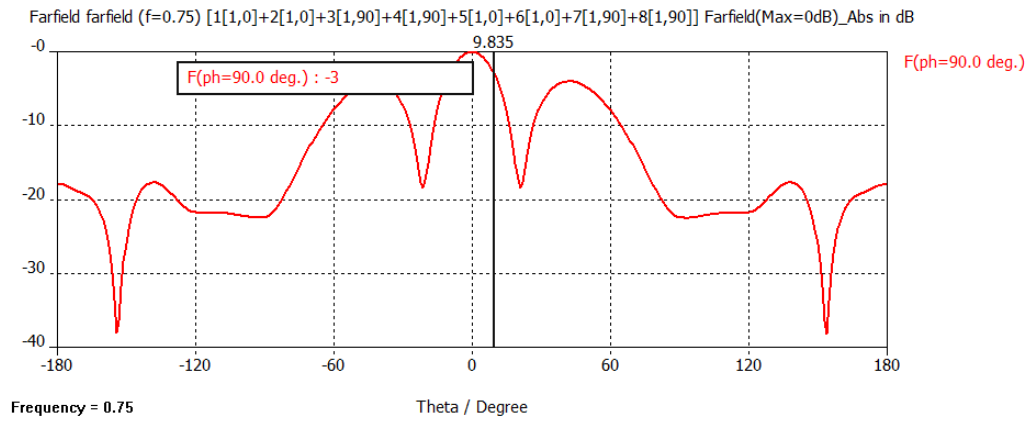
**Ilustración 120: Ancho de haz en el plano vertical para 600 Mhz obtenido en CST**



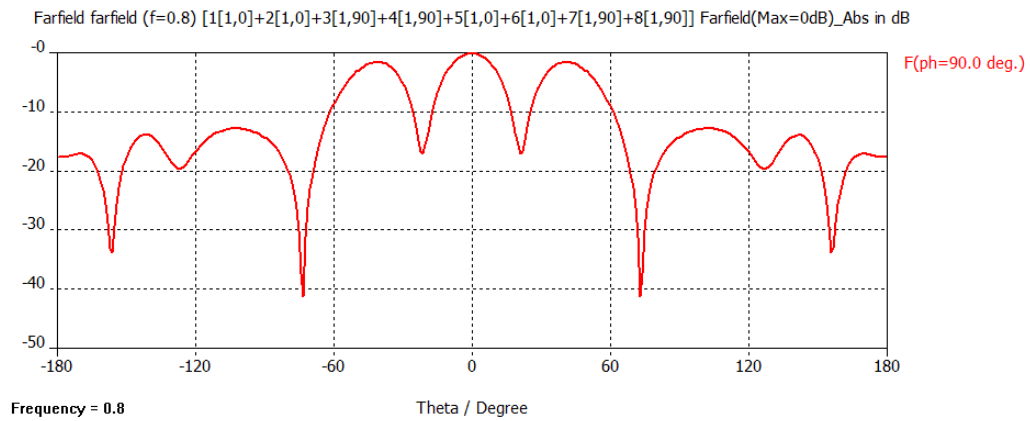
**Ilustración 120: Ancho de haz en el plano vertical para 650 Mhz obtenido en CST**



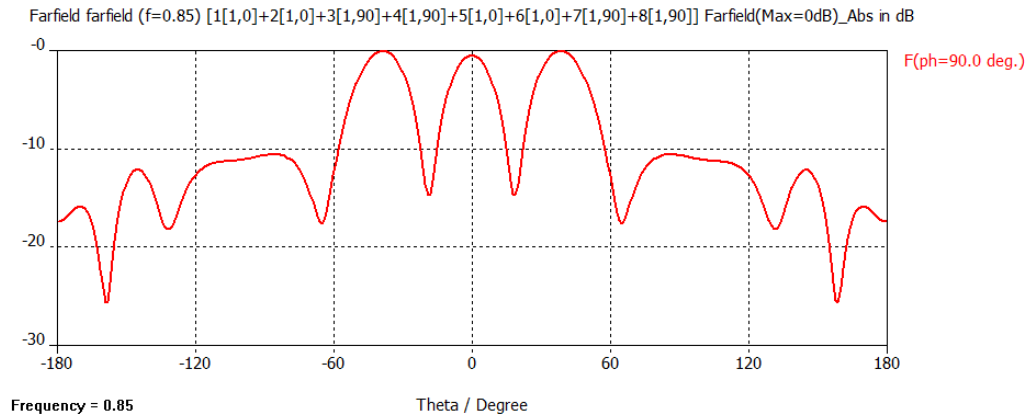
**Ilustración 120: Ancho de haz en el plano vertical para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 120: Ancho de haz en el plano vertical para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 120: Ancho de haz en el plano vertical para 800 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 120: Ancho de haz en el plano vertical para 850 Mhz obtenido en CST**

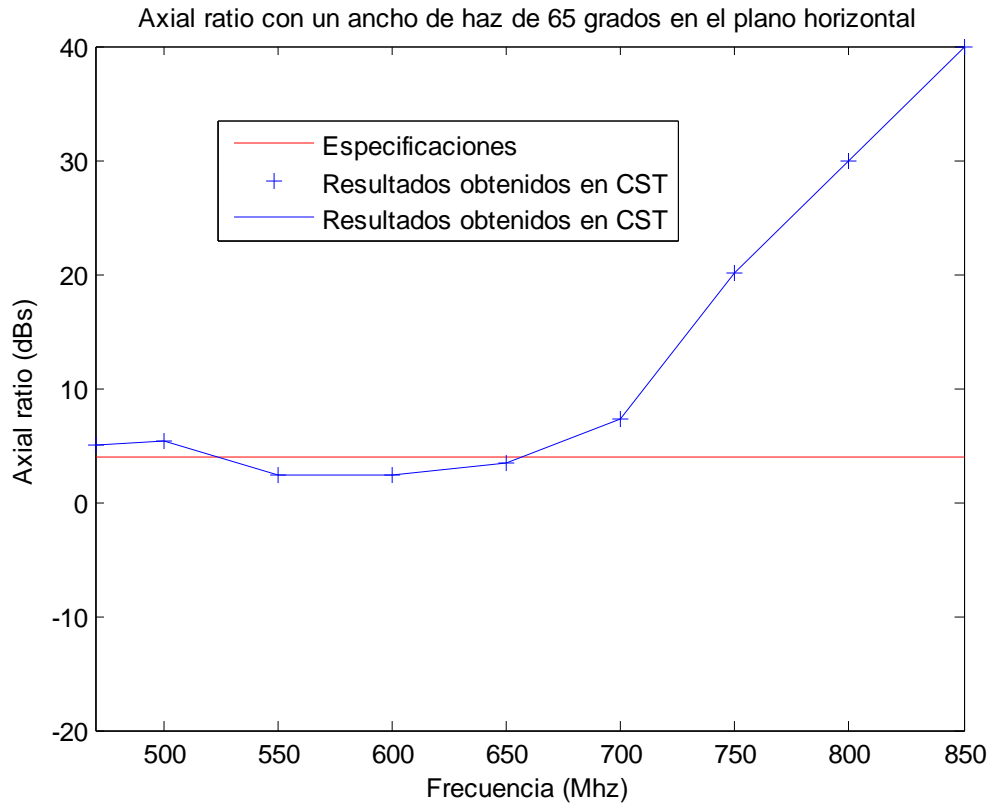
## 10.5 Resultado: axial ratio

La polarización circular se mide con el axial ratio proporcionado por el programa CST. Para nuestro caso, queremos tener un axial ratio por debajo de 4 dBs en todo el ancho de haz requerido (65 grados).

La polarización circular entonces, cumple las especificaciones requeridas en el ancho de banda 470 – 750 Mhz. Las frecuencias superiores en cambio, no cumplen las especificaciones requeridas.

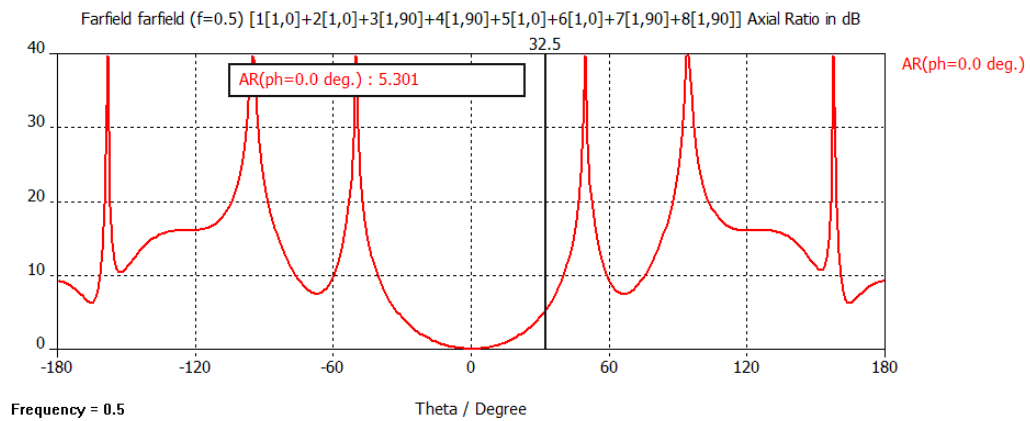
A continuación se muestra un gráfico con los resultados obtenidos en función de la frecuencia.



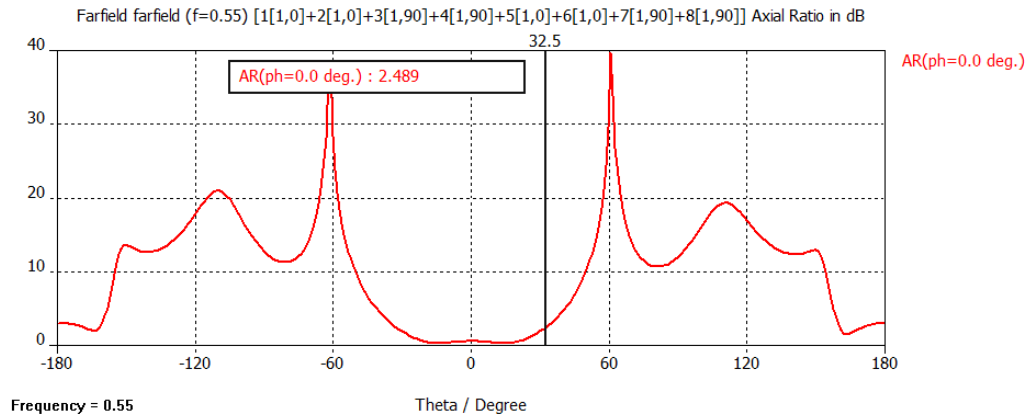


**Ilustración 121: Axial ratio**

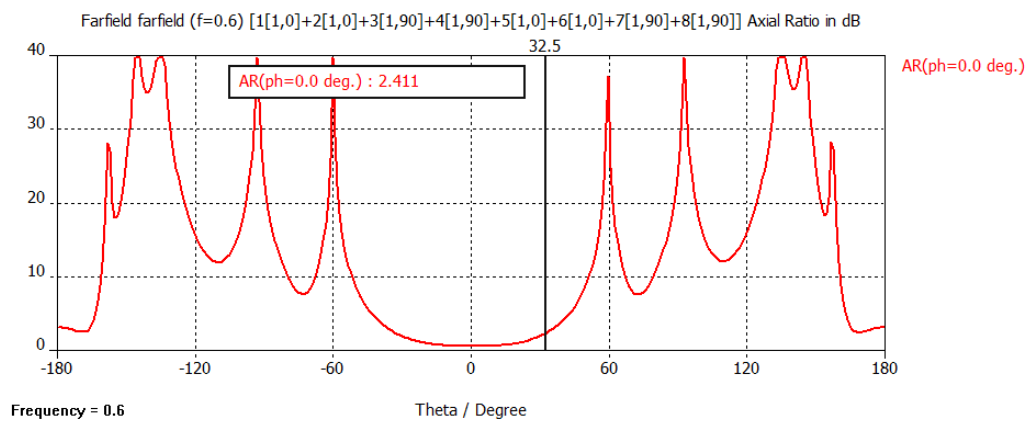
A continuación se muestran los resultados para cada frecuencia, observando que para las frecuencias superiores los resultados se alejan mucho de las especificaciones.



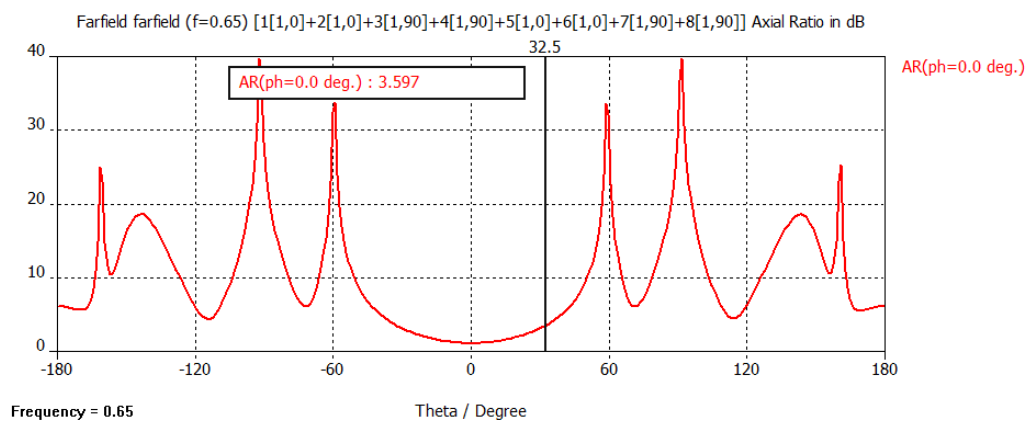
**Ilustración 122: Axial ratio para 500 Mhz obtenido en CST**



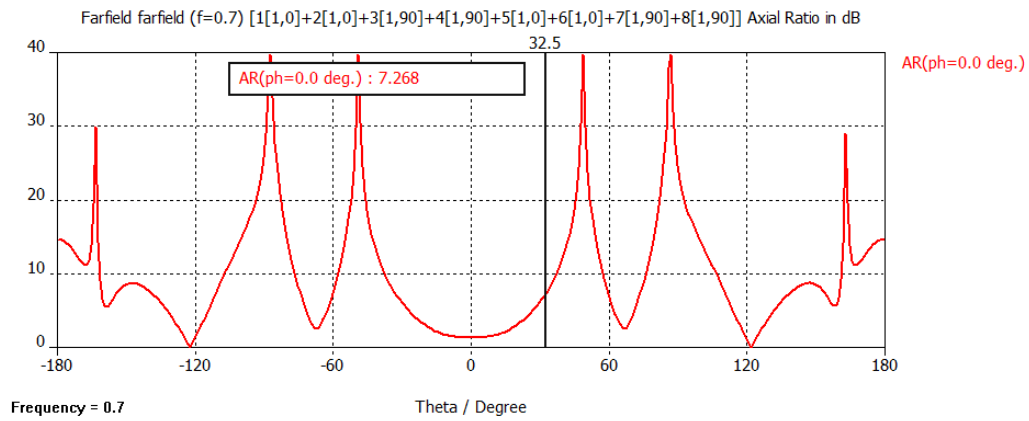
**Ilustración 122: Axial ratio para 550 Mhz obtenido en CST**



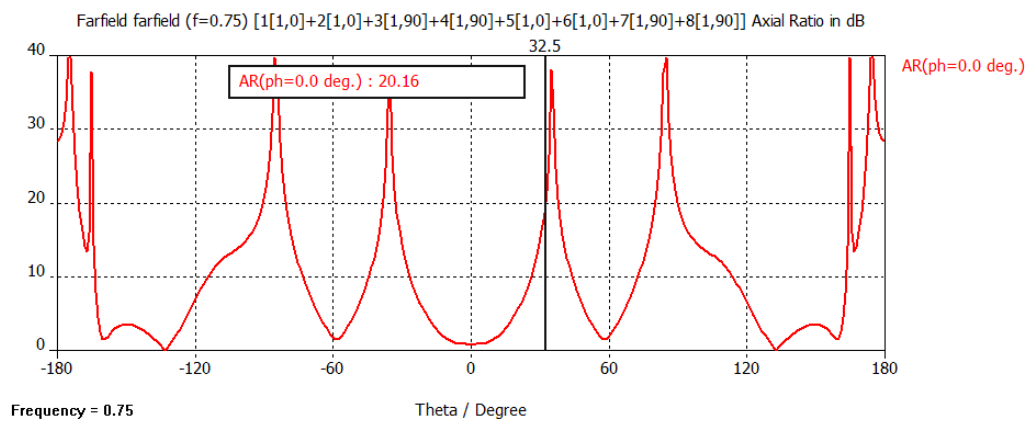
**Ilustración 122: Axial ratio para 600 Mhz obtenido en CST**



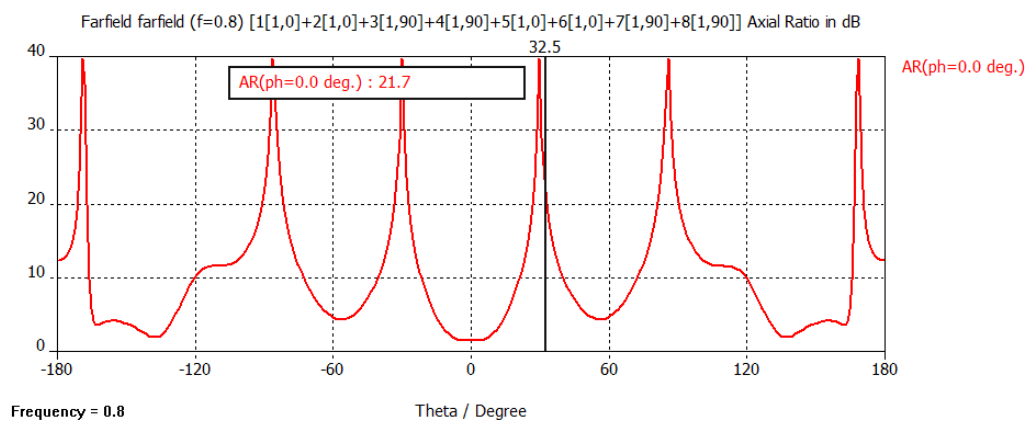
**Ilustración 122: Axial ratio para 650 Mhz obtenido en CST**



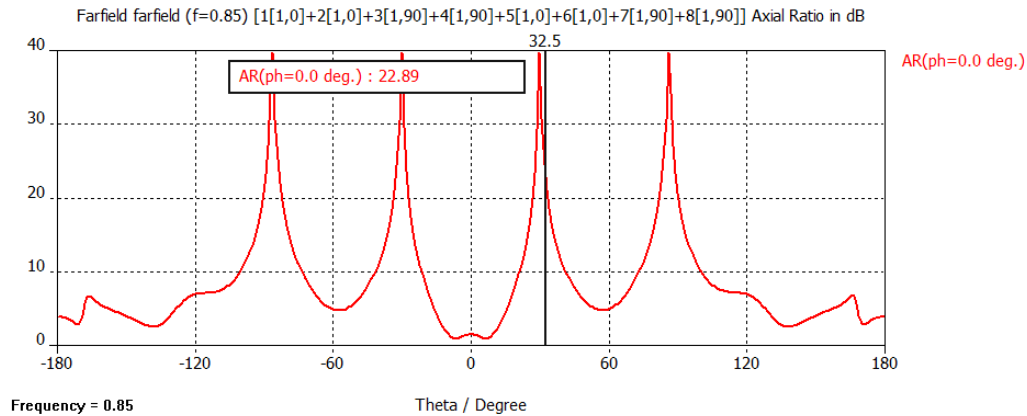
**Ilustración 122: Axial ratio para 700 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 122: Axial ratio para 750 Mhz obtenido en CST**



**Ilustración 122: Axial ratio para 800 Mhz obtenido en CST**

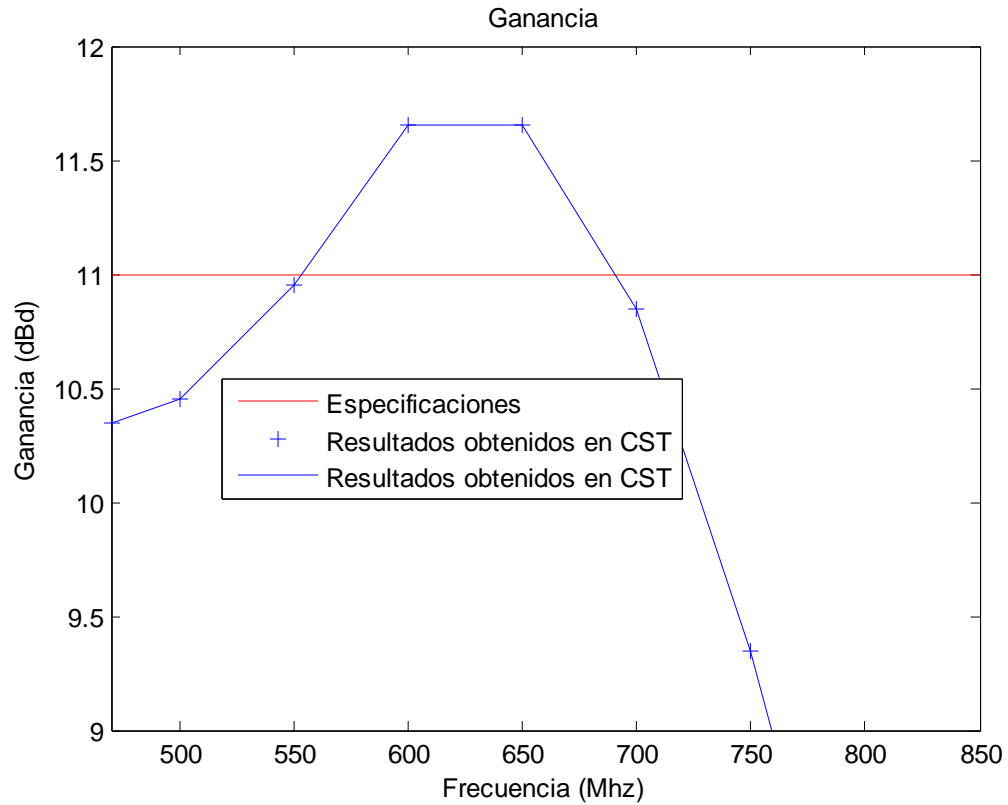


**Ilustración 122: Axial ratio para 850 Mhz obtenido en CST**

### 10.5 Resultado: diagrama de radiación

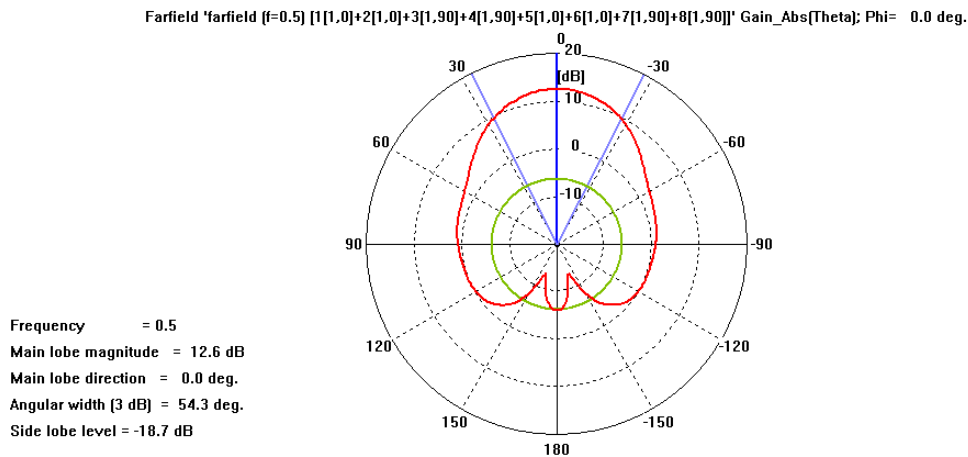
Los resultados obtenidos para la ganancia cumplen con las especificaciones requeridas (ganancia mayor de 11 dBd) en la banda 550 – 700 Mhz. En las frecuencias más bajas, dónde no se ha conseguido obtener la ganancia especificada, se ha conseguido un resultado muy próximo a este (entre 10.5 y 11 dBd). El problema de nuevo está en las frecuencias más altas, donde el diagrama de radiación está muy degradado y la ganancia es muy baja.

A continuación, se puede ver en un gráfico de forma clara la ganancia obtenida en CST en función de la frecuencia.



**Ilustración 123: Ganancia en dBd en función de la frecuencia**

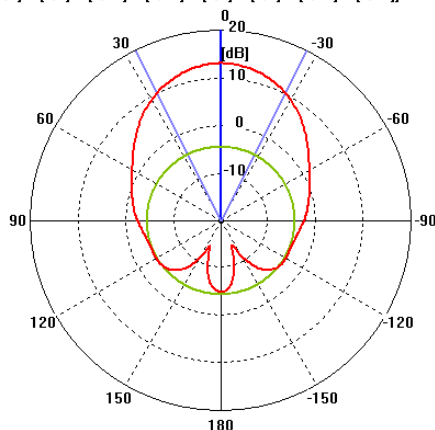
Los resultados obtenidos en CST para cada frecuencia, se muestran a continuación. Para 850 Mhz, el diagrama de radiación no apunta hacia 0 grados.



**Ilustración 124: Diagrama de radiación a 500 Mhz en CST**

Farfield 'farfield (f=0.55) [1[1,0]+2[1,0]+3[1,90]+4[1,90]+5[1,0]+6[1,0]+7[1,90]+8[1,90]]' Gain\_Abs[Theta]; Phi= 0.0 deg.

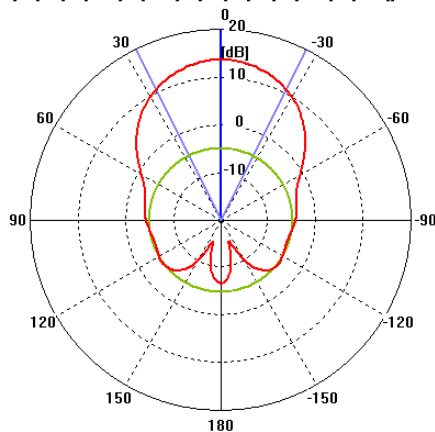
Frequency = 0.55  
Main lobe magnitude = 13.1 dB  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 53.7 deg.  
Side lobe level = -17.3 dB



**Ilustración 124: Diagrama de radiación a 550 Mhz en CST**

Farfield 'farfield (f=0.6) [1[1,0]+2[1,0]+3[1,90]+4[1,90]+5[1,0]+6[1,0]+7[1,90]+8[1,90]]' Gain\_Abs[Theta]; Phi= 0.0 deg.

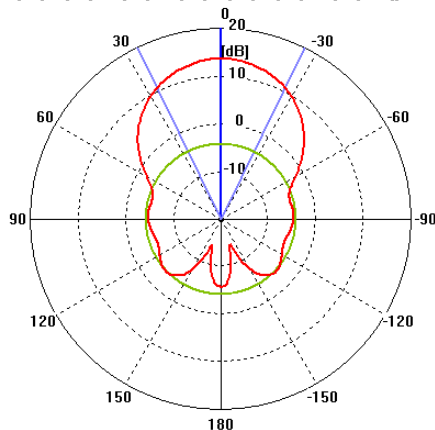
Frequency = 0.6  
Main lobe magnitude = 13.8 dB  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 53.1 deg.  
Side lobe level = -18.5 dB



**Ilustración 124: Diagrama de radiación a 600 Mhz en CST**

Farfield 'farfield (f=0.65) [1[1,0]+2[1,0]+3[1,90]+4[1,90]+5[1,0]+6[1,0]+7[1,90]+8[1,90]]' Gain\_Abs[Theta]; Phi= 0.0 deg.

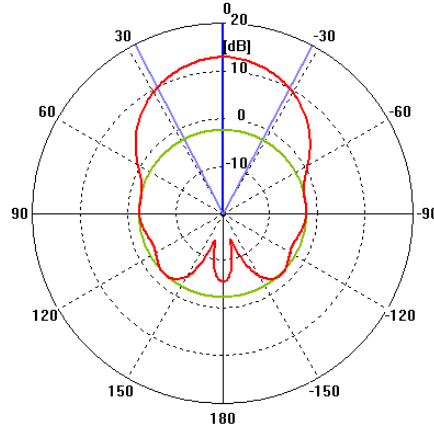
Frequency = 0.65  
Main lobe magnitude = 13.8 dB  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 52.0 deg.  
Side lobe level = -17.8 dB



**Ilustración 124: Diagrama de radiación a 650 Mhz en CST**

Farfield 'farfield (f=0.7) [1[1,0]+2[1,0]+3[1,90]+4[1,90]+5[1,0]+6[1,0]+7[1,90]+8[1,90]]' Gain\_Abs[Theta]; Phi= 0.0 deg.

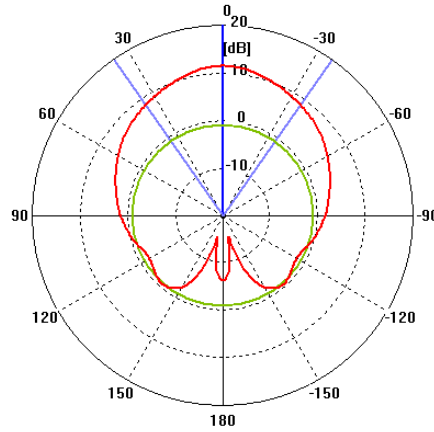
Frequency = 0.7  
Main lobe magnitude = 13.0 dB  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 55.5 deg.  
Side lobe level = -15.1 dB



**Ilustración 124: Diagrama de radiación a 700 Mhz en CST**

Farfield 'farfield (f=0.75) [1[1,0]+2[1,0]+3[1,90]+4[1,90]+5[1,0]+6[1,0]+7[1,90]+8[1,90]]' Gain\_Abs[Theta]; Phi= 0.0 deg.

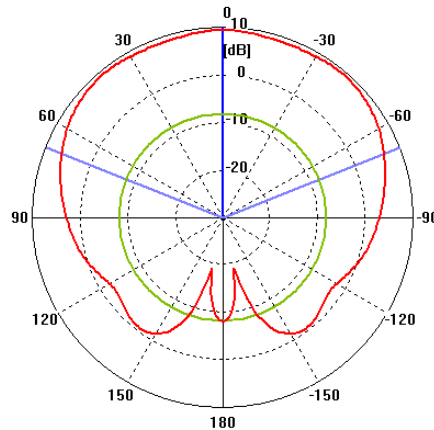
Frequency = 0.75  
Main lobe magnitude = 11.5 dB  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 69.6 deg.  
Side lobe level = -12.3 dB



**Ilustración 124: Diagrama de radiación a 750 Mhz en CST**

Farfield 'farfield (f=0.8) [1[1,0]+2[1,0]+3[1,90]+4[1,90]+5[1,0]+6[1,0]+7[1,90]+8[1,90]]' Gain\_Abs[Theta]; Phi= 0.0 deg.

Frequency = 0.8  
Main lobe magnitude = 9.5 dB  
Main lobe direction = 0.0 deg.  
Angular width (3 dB) = 136.6 deg.  
Side lobe level = -17.6 dB



**Ilustración 124: Diagrama de radiación a 800 Mhz en CST**

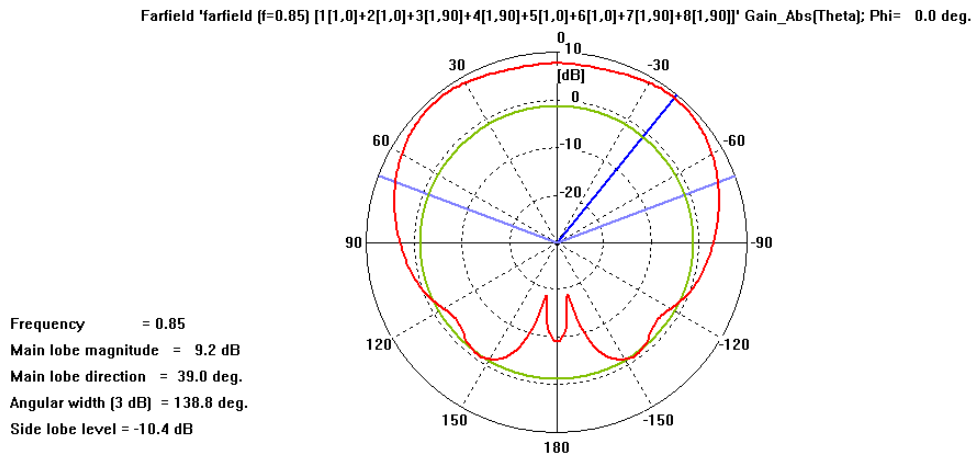


Ilustración 124: Diagrama de radiación a 850 Mhz en CST

## 10.6 Conclusiones

La antena que se ha implementado en el programa CST, es un array formado por dos sub-arrays de 4 dipolos con polarización circular. Cada sub-array fue analizado por separado en el capítulo 9.

En el capítulo 8, se simuló el sub-array sin escalar, pero al obtenerse un diagrama de radiación degradado en las frecuencias inferiores, se decidió escalar los dipolos y el plano de masa, de tal forma que al aumentar el tamaño de los elementos la banda se moviera hacia frecuencias más bajas. Esto se implementó en el capítulo 9, viendo que efectivamente se mejoraban los resultados en estas frecuencias, pero apareciendo problemas en las superiores.

Una vez se han integrados los dos sub-arrays con polarización circular, los resultados obtenidos son los siguientes:

Las **pérdidas de retorno** medidas son de -10 dBs, por lo que faltaría adaptar 13 dBs para llegar a las especificaciones. Esto se espera se consiga con la red de alimentación.

El **axial ratio**, **ancho de haz vertical** y **horizontal** y **ganancia** obtenidas cumplen con las especificaciones en la banda 470 – 750 Mhz. El problema está en las frecuencias superiores, para las cuales el diagrama de radiación se ha degradado al aumentar el tamaño de los elementos de la antena.

El problema que ha aparecido ha sido la limitación de tamaño del plano de masa, ya que si se pudiera aumentar sin límites, las frecuencias bajas no se verían afectadas y no habría hecho falta escalar los elementos de la antena para desplazar la banda de frecuencias.



## Capítulo 11

### Red de alimentación

El objetivo de este diseño es determinar la estructura que se propone para la red de alimentación del array de antenas presentado anteriormente. El array para el que se ha pensado la red de alimentación, es un array formado por dipolos de banda ancha con polarización circular, por lo que habrá que formar una red para la polarización horizontal y otra para la polarización vertical. Tendremos por lo tanto 2 redes de alimentación.

Cada una de estas dos redes, tendrá un puerto de entrada, o puerto común, y cuatro puertos de salida idénticos, que serán los de cada elemento radiante. La red de alimentación va a diseñarse a partir del programa AWR Microwave Office y la tecnología utilizada será *stripline* ya que son las más utilizadas cuando se trabaja a frecuencias menores de 10 Ghz como es el caso. Este tipo de tecnología presenta las siguientes ventajas con respecto a la tecnología microstrip que será la otra de fácil construcción y pequeño tamaño considerado:

- Modos TEM, mientras que en microstrip son cuasi-TEM
- No tiene dispersión
- Ancho de banda alto

Los objetivos de la red de alimentación son:

- Repartir la potencia de entrada equitativamente y con la misma fase en cada puerto de salida.
- Adaptar los niveles de impedancia de modo que las pérdidas de reflexión en el puerto de entrada sean menores que las dadas directamente en los puertos de los elementos radiantes y así conseguir las especificaciones en cuanto a adaptación de impedancia.

Con estas características es suficiente dado que no hay restricciones sobre el nivel de lóbulos secundarios requerido. Las especificaciones requeridas en la red de alimentación son las siguientes:

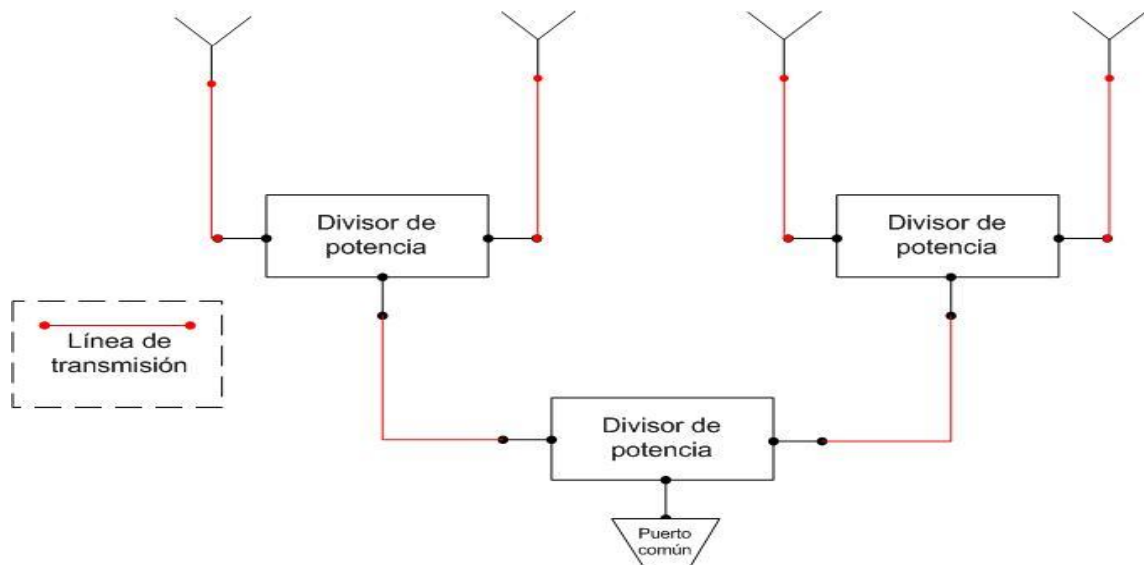
- Ancho de banda de trabajo 470-860 Mhz
- VSWR<1.15 (Pérdidas de Retorno (RL) <23.127 dBs)
- Potencia máxima 2KW

#### 11.1 Diseño de la red de alimentación

La estructura básica de cada red de alimentación será en árbol formada por tres divisiones de potencia en T (split-teepower divider) simétricas, dispuestas en dos niveles de modo que la línea de entrada de la red, proveniente del puerto común, se

divida a su vez en otras dos líneas de un modo también simétrico. El resultado son cuatro líneas idénticas que terminan en los cuatro puertos de los elementos radiantes.

La siguiente ilustración muestra la estructura básica que tendrá la red de alimentación.



**Ilustración 125: Estructura básica de la red de alimentación**

#### ***Divisor de potencia: Unión en T***

El divisor de potencia utilizado como se ha comentado anteriormente es la unión en T. Se trata de un divisor de potencia de tres puertos, recíproco (matriz simétrica) y sin pérdidas pero con uno de los puertos desadaptados.

La matriz de parámetros S de la unión en T, será la siguiente,

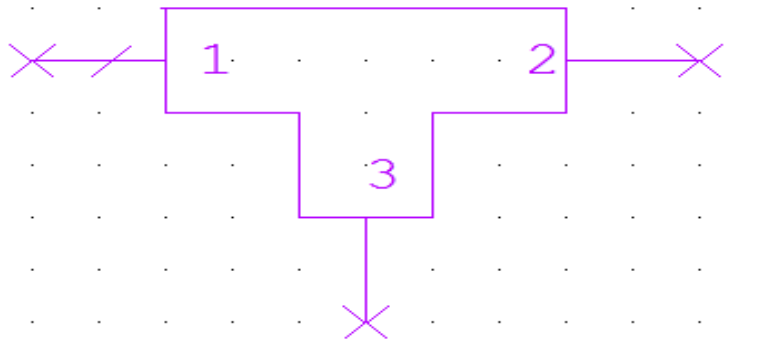
$$S = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & s_{22} & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & s_{33} \end{bmatrix}$$

Red recíproca → matriz simétrica

Red sin pérdidas → matriz unitaria

No están todos los puertos adaptados → no diagonal de ceros

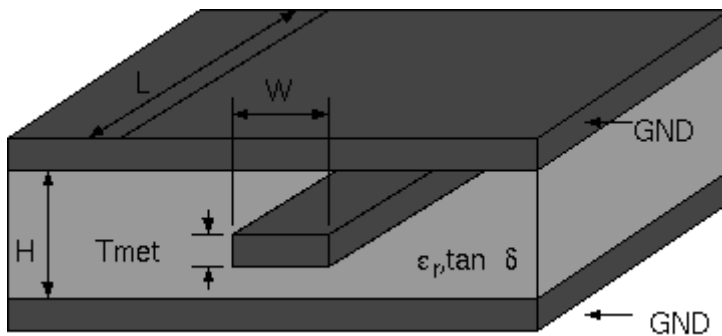
La forma del elemento en AWR se presenta a continuación:



**Ilustración 126: División en T en AWR**

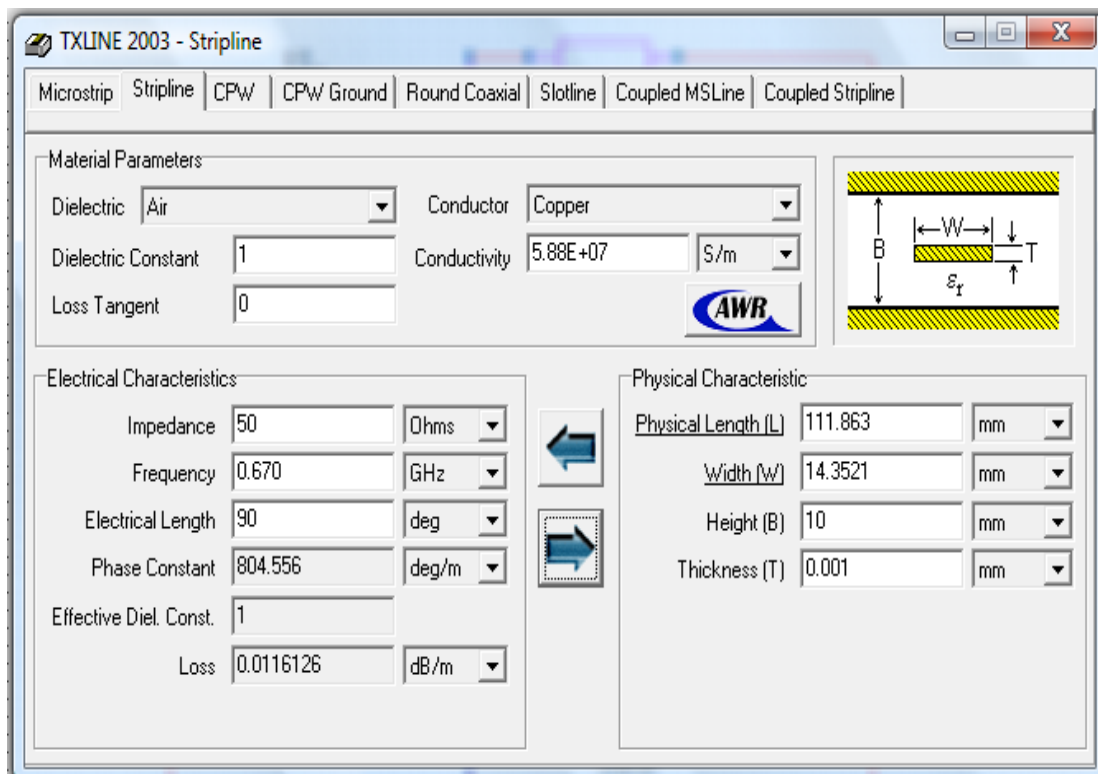
### ***Línea de transmisión***

Las líneas de transmisión utilizadas mediante tecnología *stripline* con dieléctrico aire tienen la siguiente estructura:



**Ilustración 127: Sección transversal de línea de transmisión stripline**

Para el cálculo de los parámetros de una línea stripline, se ha utilizado la herramienta *TXLine* que te ofrece el programa AWR. La siguiente ilustración muestra la interfaz de la herramienta



**Ilustración 128: Interfaz de AWR para implementar stripline**

Donde se puede observar que seleccionando dieléctrico aire, material conductor cobre y la frecuencia de trabajo 670 Mhz, las dimensiones de la línea serán las correspondientes a las indicadas en la parte inferior derecha de la pantalla para tener una impedancia característica de la línea de 50  $\Omega$ .

Puesto que una unión en T stripline supone una conexión de líneas en paralelo, el nivel de impedancia a la entrada es la mitad que en cada una de las salidas. Por tanto, entre los puertos y las uniones en T es necesario incluir secciones de adaptación de impedancias. En concreto, se han incluido las siguientes secciones:

- Entre el puerto común y el primer divisor de potencia
- Entre el primer divisor y los divisores que están en el segundo nivel
- Entre los divisores últimos y los puertos de cada elemento radiante

### ***Codos 90 grados***

Para poder disponer los puertos de salida en un mismo plano y con el mismo espaciado entre puertos contiguos, se han incluido codos de 90 grados.

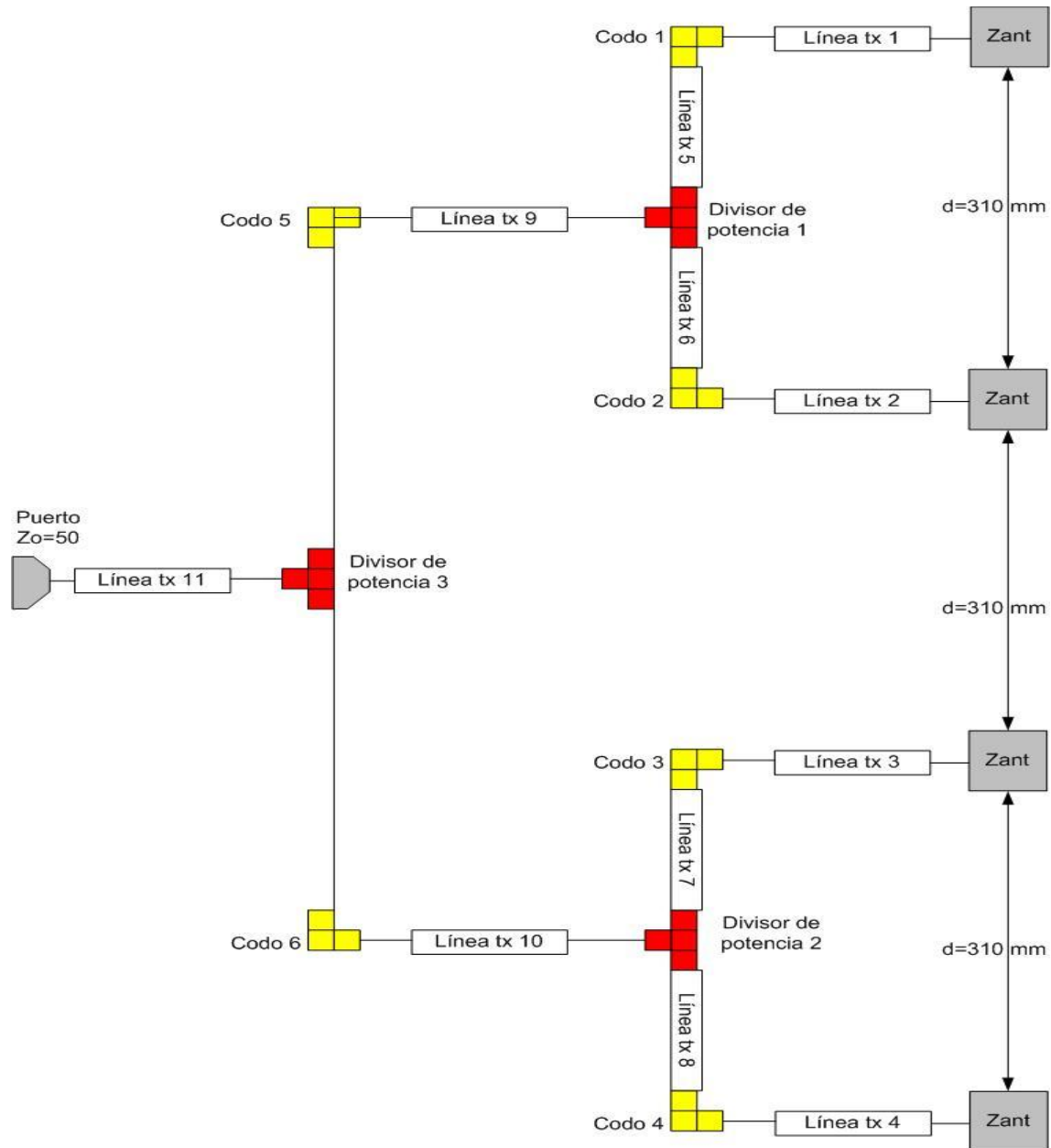
Estos codos incluyen una sección necesaria para tener el mismo espaciado entre puertos contiguos.

### ***Step***

Se introducen estos elementos para poder adaptar correctamente la red cambiando el espesor de las líneas de transmisión y así cambiar la impedancia de las mismas.

## 11.2 Esquemático en AWR de la red de alimentación

A continuación se va a mostrar el conjunto de elementos de la red de alimentación (horizontal o vertical) implementados con el programa AWR Microwave Office para más adelante pasar a describir cada elemento de manera más específica con sus dimensiones.



**Ilustración 129: Esquemático de la red de alimentación**

Antes de pasar a describir las dimensiones de cada elemento, resaltar que las líneas de transmisión referenciadas en la ilustración como *Línea tx 5*, *Línea tx 6*, *Línea tx 7* y *Línea tx 8* se incluyen para poder hacer un espaciado entre elementos de 310 mm, que corresponde con el parámetro de separación entre elementos del array final, descrito en el capítulo 10.

### Impedancia del elemento radiante

La impedancia de cada antena es  $48.3 \Omega$  aproximadamente igual a la impedancia de  $50 \Omega$ , considerada la impedancia de característica fundamental de una línea de transmisión.

### Líneas de transmisión

Número de línea	Longitud de la línea(L) (mm)	Anchura del conductor(W) (mm)
1	45.2	20
2	126	20
3	136	20
4	132	20
5	155	20
6	155	20
7	155	20
8	155	20
9	29	18
10	65	24.8
11	111	28.8

### Divisores de potencia (uniones en T)

Divisor	W1	W2	W3
1	20	20	10.4
2	20	20	42.8
3	34	34	28.8

### Codos

Codos	W1
1	20
2	20
3	20
4	20
5	34
6	34

Tabla 13: Dimensión de la red de alimentación

Para poder cambiar de espesor en las líneas de transmisión 9 y 10, con espesores en los codos distintos, se ha incluido unos elementos llamados STEP que te permite pasar de un espesor a otro.

Se puede ver que existen 4 conjuntos de secciones:

- Entre el puerto común y el tercer divisor de potencia
- Entre el tercer divisor y los divisores que están en el segundo nivel

- Entre los divisores últimos y los puertos de cada elemento radiante
- Las secciones de 155 mm para que el espaciado entre elementos sea el mismo y acorde con la separación entre elementos del array

### **Codos de 90 grados**

Todos los codos implementados tienen un espesor del conductor  $W$  de 15 mm.

### **Divisores de potencia**

Todos los divisores de potencia tienen un espesor del conductor  $W$  de 15 mm.

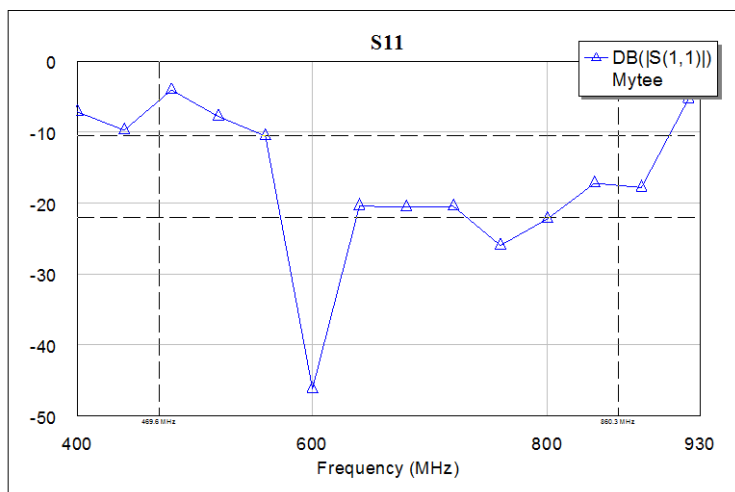
## **11.3 Resultados: respuesta en frecuencia**

A continuación se muestran los principales parámetros de la red de adaptación: la transmisión entre el puerto común y cada uno de los puertos de las antenas y la adaptación en el puerto común. Hay que tener en cuenta que los resultados presentados corresponden para un tipo de polarización, siendo igual para el otro tipo pero con una diferencia de fase de 90 grados.

Como se viene comentando en otros capítulos, la red de alimentación tiene como objetivo alimentar a cada elemento radiante con la amplitud y la fase deseada, y mejorar la adaptación de la antena propuesta.

Se ha comprobado que se ha mejorado considerablemente los resultados de adaptación, pero sin llegar en toda la banda de trabajo a cumplir con las especificaciones de -23 dBs.

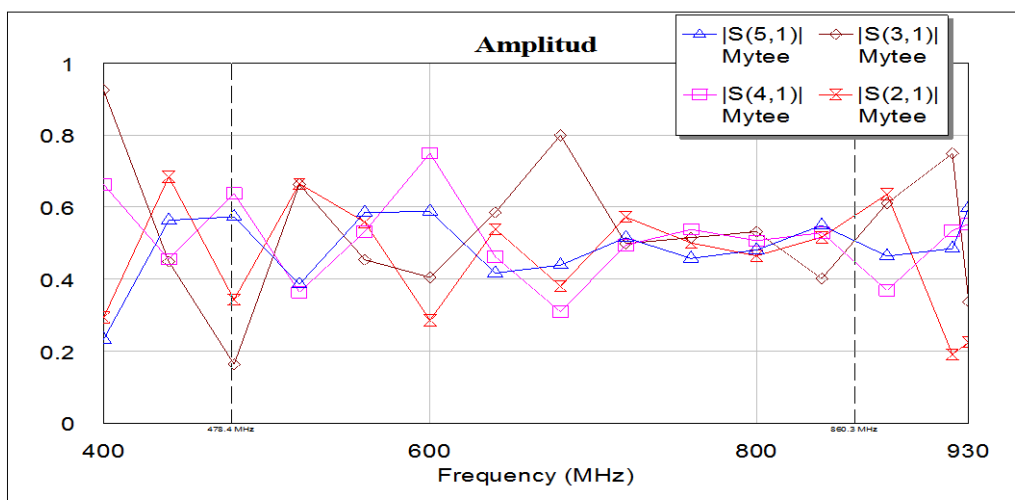
En la gráfica que se muestra a continuación se puede observar la adaptación de impedancia de la red de alimentación completa estando por debajo de -20 dBs en la banda de frecuencia de 570-860 Mhz, pero estando por encima en las frecuencias inferiores.



**Ilustración 130: Pérdidas de retorno en puerto común**

En CST se simulaba los 4 elementos del array con la misma amplitud y misma fase. Para comprobar la amplitud y la fase en el puerto de cada elemento radiante, se ha incluido un elemento del programa Microwave Office (“PWRSMMP”), que te permite obtener una muestra, y simula un acoplador direccional ideal e independiente de la frecuencia.

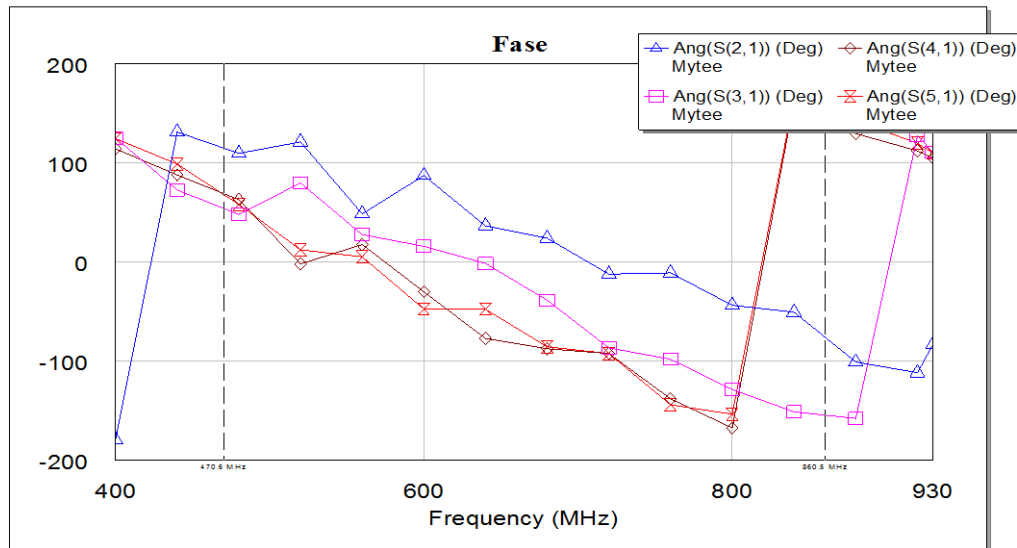
A continuación se muestra una gráfica con la amplitud que llega a cada elemento del array. Se puede comprobar que la amplitud no es uniforme pero muy parecida para cada elemento y que el motivo de estas diferencias está en que existen tramos para cada elemento radiante distinto.



**Ilustración 131: amplitud del parámetro de trasmisión para cada elemento radiante**



En la siguiente gráfica se puede ver la fase con la que llega a cada elemento radiante, comprobando de nuevo que no es exactamente la misma debido a tramos de distinta longitud para elemento radiante.



**Ilustración 132: fase del parámetro de transmisión para cada elemento radiante**

## 11.4 Conclusiones

Se ha comprobado que al implementar la red de alimentación se ha mejorado considerablemente las pérdidas de retorno, llegando a cumplir prácticamente las especificaciones excepto para las frecuencias más bajas. Una posible solución para mejorar la adaptación del coeficiente de reflexión, sería realizar un análisis del parámetro  $[s_{11}]$  (red + array) en función de los parámetros S del array sin red, con el fin de comprobar el acoplo que está poniendo el límite en la adaptación y poder solucionar el problema.



## Capítulo 12

### Conclusiones y líneas futuras

El sistema de comunicaciones presentado tiene la necesidad de una antena de banda ancha que cubra todo el estándar de TDT en la banda UHF para televisión (470 – 862 Mhz) y que tenga diversidad de polarización. Se trata de desarrollar un modelo de antena que ofrezca características de diversidad espacial (MIMO y MISO) o diversidad en polarización, para su uso en los Sistemas de Antenas Transmisoras del Servicio de Televisión Digital, con aplicación tanto en España como en el resto del planeta.

En España este tipo de antenas no está desarrollado todavía o por lo menos no se tiene noticia en contra. Uno de los posibles motivos es que se implantó apresuradamente el sistema DVB-T que no requería este tipo de soluciones, pero hay países, incluso en Europa donde se plantean pasar de la TV analógica a DVB-T2 directamente y otros como Colombia que adoptaron el DVB-T. En Estado Unidos hay algún modelo de antena parecida con unas especificaciones limitadas que imposibilitan su uso en Europa.

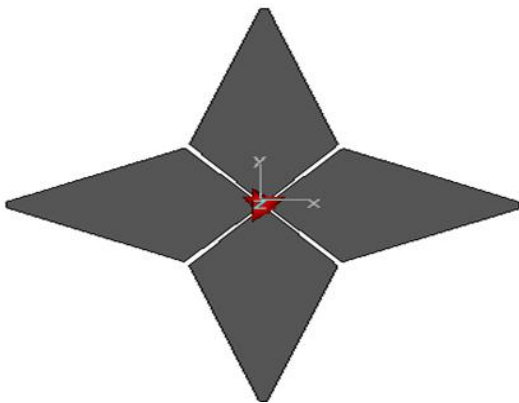
Para conseguir lo anterior, se ha desarrollado una antena que consiste en una agrupación de dipolos de banda ancha sobre un plano de masa dispuestos de tal modo que se consiga la polarización circular requerida.

El **VSWR** final que se ha obtenido está por debajo de -20 dBs en la banda 550 – 860 Mhz, sin haber podido reducir este parámetro en las frecuencias inferiores debido a que al parecer hay un límite que está impidiendo bajar la adaptación en esa zona de frecuencias. Una posible solución para mejorar la adaptación del coeficiente de reflexión, sería realizar un análisis del parámetro  $[s_{11}]$  (red + array) en función de los parámetros S del array sin red, con el fin de comprobar el acoplo que está poniendo el límite en la adaptación y poder solucionar el problema.

El diagrama de radiación medido cumple con las especificaciones (**ancho de haz y ganancia**) en la banda 470 – 750 Mhz. El problema está en las frecuencias superiores, para las cuales el diagrama de radiación se ha degradado al aumentar el tamaño de los elementos de la antena. El **coeficiente axial** cumple con las especificaciones excepto para las frecuencias altas, al igual que ocurre los parámetros de ancho de haz.

El principal problema que se encontró mientras se implementaba el proyecto fue la limitación que se impuso en el tamaño del plano de masa cuando se realizó el sub-array con polarización circular. En otras palabras, hubo un problema de limitación en el tamaño de la antena. Esto produjo que el diagrama de radiación se degradara en las frecuencias bajas de la banda de trabajo, por lo que se escalaron todos los elementos de la antena (incluyendo el plano de masa) para mejorar el diagrama en esta parte. Al implementar el escalado, se consiguió solucionar, la ancho de banda se desplazó hacia frecuencias inferiores, estando ahora el problema en las frecuencias superiores.

Debido a que el principal problema encontrado ha sido la limitación del tamaño del plano de masa y por consiguiente la limitación en la disposición de los elementos radiantes, puede ser conveniente, realizar una variante de diseño que consista en una doble pica como la que se muestra en la siguiente imagen. Al quedar situados los elementos que radian cada polarización muy próximos entre sí, cada uno de ellos funciona como un elemento parásito fuertemente acoplado al otro. Debido a ello el funcionamiento de la antena se entiende mejor modelando cada uno de los cuatro espacios que quedan entre las antenas como una línea de ranura (slot) terminada en abierto. La separación de la ranura y el grosor del metal determinan el nivel de impedancia de la antena. Su longitud determina la frecuencia central de funcionamiento (que debe ser algo inferior a  $\lambda/2$ ). A continuación se muestra la antena cuadrangular implementada en CST.



**Ilustración 133: Doble pica implementada en CST**

Puede ser conveniente incrementar la separación entre placas de la estructura *stripline* (pasar de 5 mm a 10 mm), con el fin de reducir los niveles de campo eléctrico. Esta modificación es trivial, ya que se trata de un simple escalado de las secciones transversales de las líneas de transmisión.

En las simulaciones no se han incluido elementos tales como conectores o soportes separadores de las placas, que en cualquier caso a las frecuencias de diseño no producirán efectos notables

## Capítulo 13

### Presupuesto

En este último capítulo se incluye el coste del proyecto, desglosado en sus diferentes secciones.

**Autor:** Juan Antonio Barco Núñez

**Departamento:** Teoría de la Señal y Comunicaciones

#### Descripción del proyecto:

- Título: Investigación y desarrollo de antena MIMO-MISO para nuevo estándar DVB-T2
- Duración: 12 meses
- Tasa de costes indirectos: 20%

**Presupuesto total del proyecto (valores en euros):** 27.763,07 €.

#### Desglose presupuestario (costes directos):

PERSONAL					
Apellidos y nombre	Categoría	Dedicación (hombres mes)(*)	Coste hombre mes	Coste (euro)	Firma de conformidad
Ingeniero A	Ingeniero Junior	7,5	2.694,39 €	20.207,93 €	
Ingeniero B	Ingeniero Senior	0,5	4.289,54 €	2.144,77 €	

**Hombres mes:**

8

**Total:**

22.352,70 €

(\*)1 hombre mes = 131,25 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1.575 horas)  
Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.155 horas)

EQUIPO					
Descripción	Coste (euro)	% uso dedicado	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable(**)
Ordenador	700,00 €	100	12	60	140,00 €
Licencia MATLAB	2.000,00 €	100	10	60	333,33 €
Licencia CST Microwave Studio	2.499,00 €	100	10	60	416,50 €
Licencia Microwave Office	1.500,00 €	100	2	60	50,00 €

**Total**

939,83 €

(\*\*)Fórmula del cálculo de la amortización:

$$\frac{A \times C \times D}{B}$$

A: Número de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B: Periodo de depreciación (60 meses)

C: Coste del equipo (sin IVA)

D: % de uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100 %)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS		
Descripción	Empresa	Coste imputables
N/A	N/A	0,00 €

<b>Total:</b>	0,00 €
---------------	--------

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO (***)		
Descripción	Empresa	Coste imputable
N/A	N/A	0,00 €

<b>Total:</b>	0,00 €
---------------	--------

(\*\*\*) Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores: fungible, viajes, dietas, etc.

### **Resumen de gastos:**

Presupuesto costes totales	Presupuesto costes
Personal	22.352,70 €
Amortización	939,83 €
Subcontratación de tareas	0,00 €
Costes de funcionamiento	0,00 €
Costes indirectos	4.470,54 €
<b>TOTAL</b>	<b>27.763,07 €</b>

Se concluye finalmente que el presupuesto total del proyecto asciende a la cantidad de 27.763,07 €.

Leganés, a 5 de Marzo de 2012

El Ingeniero proyectista

Fdo. Juan Antonio Barco Núñez

## Bibliografía

- [1] D.M. Pozard, “*Microwave Engeneering*”, 2<sup>nd</sup>ed. Jhon Wiley & Sons, Inc, Canadá 1998.
- [2] Alan W. Rudge, K. Milne, A.D Olver, P.Knight, “*The handbook of Antenna Designs*”. 2<sup>nd</sup>ed, Peter Peregrinus. Ltd, London, UK, 1986.
- [3] Robert S. Elliot “*Antenna Theory and Design*” ,IEEE Press Editorial Board, University of California, Los Ángeles, California, 2003.
- [4] W.L. Stutzman and G. A. Thiele, “*Antenna Theory and Design*”, 2<sup>nd</sup> ed. Wiley, USA, 1998.
- [5] John D. Kraus, Ronald J. Marhefka, “*Antennas for all applications*”, 3<sup>rd</sup> ed., McGraw Hill, New York, 2002.
- [6] Seong-YoupSuh, “*A comprehensive Investigation of New Planar Wideband Antennas*”, Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, Julio 2002, pp. 6-37
- [7] Duang –arithitSrimoon, “*Broadband Dipole on a U shaped Cross-Sectional Ground Plane Antenna*”, Rangsit University, Tailandia, Marzo 2008, pp. 1-4
- [8] J. Thaysen, K. B. Jakobsen and J. Appel-Hansen “*Wideband balun*”. Disponible en web: <http://www.ctsystemes.com/zeland/publi/pg40.pdf>
- [9] Synthex “*Diseño y optimización de la antena de Belgrano usando el CST Microwave Studio*”, Mayo 2010. Disponible en web: [http://www.zero13wireless.net/wireless/Antenas/Belgrano\\_mandarache/BelgranoCST.pdf](http://www.zero13wireless.net/wireless/Antenas/Belgrano_mandarache/BelgranoCST.pdf)